

Diseño de antenas en tecnología Gap Waveguide

Trabajo Fin de Grado.
Grado en Sistemas de Comunicación



AUTOR: SERGIO GUTIÉRREZ OLIVA

TUTOR: EVA RAJO IGLESIAS

26/09/2015

AGRADECIMIENTOS

Con la finalización de este trabajo Fin de Grado termina una etapa de mi vida, ha sido un trayecto un poco más largo de lo esperado, pero eso hace que puedas apreciar con más detalle lo que vas encontrando a lo largo del camino.

En primer lugar quería darle las gracias a mi tutora Eva por el esfuerzo, la dedicación y las palabras de aliento que ha tenido en todo momento durante la realización de este trabajo.

A mis padres y a mi hermano, por estar siempre ahí en las buenas y en las no tan buenas, si hoy me encuentro escribiendo estas líneas es en gran medida gracias a ellos.

A toda la gente que me he encontrado a lo largo de estos años en la universidad y a la que tengo la suerte de poder llamar 'amigo'. Los largos días, semanas y meses de sufrir, de 'hincar codos' y a pesar de ello que las cosas no salgan como esperas, se hacen más amenos si estás rodeado de buena gente. No daré nombre porque no me quiero dejar a nadie, ellos saben quiénes son.

A mi amigos de siempre y los que se han ido incorporando a lo largo de todos estos años, gracias por seguir ahí y por todas las palabras de ánimo que me habéis dado en los momentos más necesarios.

Por todo ello, GRACIAS a todos.

RESUMEN

Este proyecto se va a centrar en la realización de un diseño de un array de ranuras en una nueva tecnología denominada Groove Gap Waveguide y a comparar sus prestaciones con un diseño en guía rectangular convencional. La tecnología Gap Waveguide, diseñada para longitudes de onda de milímetros e inferiores, se implementa mediante dos planos conductores perfectos (PEC) sin que exista contacto eléctrico entre ellos, a uno de los planos se le añade una estructura periódica formada por pines, llamada '*bed of nails*', para que se cree una región de alta impedancia y se comporte casi como un conductor magnético perfecto (PMC). Teóricamente si se coloca el PMC debajo de un PEC a una distancia menor de $\lambda/4$ no existe propagación de ningún modo entre las dos placas.

Si se realiza un camino entre los pines, se consigue una propagación por dicho camino sin la necesidad de buen contacto eléctrico y sin afectar a la '*bed of nails*'. Una de las características de estas estructuras periódicas es que poseen una banda de frecuencias de corte llamada *stopband*, en la que no es posible la propagación de ningún tipo de onda electromagnética. Así pues nuestro trabajo comenzará con el diseño de esta superficie, de manera que la frecuencia de trabajo seleccionada para el funcionamiento de la antena (10 GHz) esté dentro de la *stopband* de la superficie. Su diseño se basa en el cálculo de diagramas de dispersión y los parámetros que definen la posición de la *stopband* son las dimensiones de los pines utilizados, su periodicidad y la distancia a la tapa superior metálica, denominada GAP que da nombre a esta tecnología.

Una vez diseñada esta estructura se procederá a realizar el diseño completo de la antena Groove Gap Waveguide variando el número de filas pines y analizando las prestaciones de las mismas.

El diagrama de radiación seguirá unas especificaciones indicadas a priori y radiará a partir de unas aberturas en forma de ranuras realizadas de forma longitudinal en una de las placas de la guía. La distribución de estas ranuras, así como su número y tamaño, se obtendrán a partir del desarrollo de los polinomios de Chebyshev aplicados para cavidades resonantes.

Por último se ha realizado un diseño, de muy bajo coste, de nuestra antena Groove Gap Waveguide, adaptándonos a limitaciones de fabricación en un entorno académico.

TABLA DE CONTENIDO

I. Introducción	6
1.1 Motivación	6
1.2 Objetivos	6
1.3 Organización de la memoria	7
II. Guía de onda ranurada.....	8
2.1 Líneas de transmisión.....	8
2.2 Cavity resonante ranurada	11
2.3 Polinomios de Chebyshev aplicados a guía de onda ranurada.	13
2.3.1 Generación del polinomio de Chebyshev	13
2.3.2 Dimensiones físicas de la guía de onda ranurada	15
2.4 Análisis teóricos.....	16
2.5 Simulaciones.....	21
2.5.1 Optimización de las corriente en las ranuras	29
2.5.1.1 Primer ajuste	29
2.5.1.2 Segundo ajuste	32
2.5.1.3 Tercer ajuste.....	36
2.6 Conclusiones.....	40
III. Tecnología Gap Waveguide	42
3.1 Definición	42
3.2 Estructura Gap Waveguide	46
3.2.1 Diseño de la estructura Groove Gap Waveguide utilizando la ' <i>bed of nails</i> '	49
3.2.1.1 Estructura periódica formada por tres filas de pines.....	51
3.2.1.2 Estructura periódica formada por dos filas de pines	62
3.2.1.3 Estructura periódica formada por una fila de pines	66
3.3 Transición coaxial-guía de onda	72
3.3.1 Diseño completo	76
3.4 Conclusiones.....	81
IV. Fabricación	82
V. Conclusiones y líneas futuras.....	92

5.1 Principales conclusiones.....	92
5.2 Líneas futuras de investigación	93
VI. Presupuesto	95
VII. ANEXOS	97
7.1 Polinomios de Chebyshev	97
7.1.1 Definición	97
7.1.2 Expresión de los primeros polinomios de Chebyshev.....	98
7.1.3 Representación gráfica de algunos polinomios de Chebyshev.....	99
7.1.4 Los polinomios de Chebyshev como proyección sobre un cilindro.	100
7.2 Dimensiones de la estructura periódica ' <i>bed of nails</i> ' del prototipo	102
7.3 Índice de Tablas.....	104
Bibliografía	108

Capítulo 1

Introducción

1.1 Motivación

Actualmente estamos rodeados de sistemas inalámbricos, tanto de sistemas de telefonía móvil como redes de datos inalámbricas, la televisión digital terrestre o los radioenlaces punto a punto. Para el correcto funcionamiento de estos sistemas resulta crucial analizar el interfaz radioeléctrico y un diseño adecuado del mismo. El diseño de radioenlaces es una disciplina que involucra aspectos tales como la elección de la banda de frecuencias, el tipo de antenas y los equipos de radiocomunicación, el cálculo del balance de potencias, la estimación de los niveles de ruido e interferencia o el conocimiento de las distintas modalidades y fenómenos de propagación radioeléctrica, entre otras.

La tecnología Gap Waveguide que se va a emplear en este trabajo surge de la necesidad de trabajar con un nuevo concepto de guía onda apropiado para aplicaciones de radiofrecuencia en las bandas milimétricas, es decir de 30 GHz a 300GHz, en las cuales, las actuales tecnologías sufren serias limitaciones. Por otra parte, debido al avance de la tecnología microelectrónica, la tendencia de los sistemas de comunicación inalámbricos es que sean cada vez más pequeños, más ligeros, menos costosos de fabricar y que se adapten fácilmente a las demandas actuales. El diseño de componentes de un módulo transmisor/receptor en esta nueva tecnología es un reto que está actualmente en desarrollo y en este contexto se sitúa la contribución de este trabajo.

1.2 Objetivos

Las tecnologías existentes para la realización de componentes y antenas de frecuencias de milimétricas presentan diversas limitaciones. Por un lado la tecnología guía onda están limitadas debido a que la estructura hueca que incluyen ha de ser fabricada mediante la unión de placas conductoras independientes. El contacto eléctrico entre estas uniones se hace más complicado de realizar para frecuencias de trabajo altas, donde los materiales son de menor tamaño. Por otra parte, la tecnología impresa Microstrip o Coplanar, presentan pérdidas demasiado altas a frecuencia en el rango de milimétricas.

La tecnología Gap Waveguide surge como una alternativa a estas dos tecnologías clásicas ya que es de bajas pérdidas y al mismo tiempo su fabricación se simplifica respecto a la guía de ondas convencional al no necesitar contacto eléctrico. El objetivo de este trabajo es realizar un diseño de un array de ranuras sobre tecnología Groove Gap Waveguide y comparar sus prestaciones con un diseño en guía rectangular convencional.

Para ello se diseñará un array lineal con distribución de amplitudes no uniformes utilizando para su diseño los polinomios de Chebyshev. La frecuencia de trabajo se ha elegido en la banda X, cuyo rango de frecuencias está comprendido entre los 8.2 y los 12.4 GHz, por motivo de fabricación de los prototipos en los laboratorios de la universidad. Su diseño es fácilmente escalable a frecuencias más altas.

1.3 Organización de la memoria

Este proyecto se va a dividir en 5 capítulos, cuyo contenido se describirá a continuación.

En el capítulo 1 se presenta una breve introducción y se describen los objetivos del proyecto.

El capítulo 2 presenta el diseño de un array lineal basado en la guía onda rectangular utilizando el método de los polinomios de Chebyshev para conseguir una determinada distribución de amplitudes que dé lugar al diagrama de radiación especificado. Se analizarán los resultados teóricos y simulados obtenidos y se optimizarán para que sean lo más similares posibles.

En el Capítulo 3 se introducirá brevemente la tecnología Gap Waveguide, haciendo especial importancia en el análisis y diseño de la estructura periódica para crear la condición de alta impedancia '*bed of nails*'. De nuevo aquí se diseñará el array lineal de ranuras y se compararán los resultados con los obtenidos con la guía rectangular. Por último se diseñará una transición de coaxial a esta tecnología que afecte lo menos posible al diseño final.

El capítulo 4 se centra en el diseño de un prototipo que se pueda fabricar, de muy bajo coste, intentando dar soluciones a las limitaciones impuestas al tener que construir esta tecnología en un entorno académico.

Por último, el capítulo 5 contiene las conclusiones finales a las que se ha llegado tras la realización de este proyecto, indicando también unas líneas futuras de trabajo para intentar mejorar las prestaciones de esta tecnología.

Capítulo 2

Guía de onda ranurada

2.1 Líneas de transmisión

Las ondas electromagnéticas se pueden propagar en el espacio libre, sin embargo, la densidad de potencia es muy baja a grandes distancias, debido al valor tan grande del área total de la esfera de gran tamaño con su centro en la fuente, por consiguiente, la transmisión de potencia desde una fuente electromagnética omnidireccional, fuente que radia con la misma potencia en todos los puntos del espacio, a un receptor es muy ineficiente; incluso si se emplea una antena direccional para radiar, la potencia se expande sobre un área muy amplia a grandes distancias.

Para la transmisión eficiente de potencia punto a punto es necesario guiar la energía desde la fuente, para ello nos ayudaremos de los modos transversales de las fuentes de onda electromagnética, que son el perfil del campo electromagnético en un plano perpendicular (transversal) a la dirección de propagación. Estos modos transversales se pueden dar en las ondas de radio y microondas confinadas en una guía de onda, así como luz confinada en fibra óptica y en el resonador óptico de un laser.

Los modos transversales se califican de la siguiente manera.

- **Modos TE:** Transversal eléctrico. No existe componente del campo eléctrico en la dirección de propagación.
- **Modos TM:** Transversal magnético. No existe componente del campo magnético en la dirección de propagación.
- **Modos TEM:** Transversal electromagnético. No existe componente del campo eléctrico ni magnético en la dirección de propagación.

Los tres tipos más comunes de líneas de transmisión que propagan modos TEM son:
(Ver Figura 2.1)

1. **Línea de transmisión de placas paralelas:** Este tipo de línea de transmisión consiste en dos placas conductoras paralelas separadas por una lámina de dieléctrico uniforme; para frecuencias de microondas, pueden fabricarse a

bajo coste, sobre un sustrato dieléctrico, usando tecnología de circuitos impresos.

2. **Línea de transmisión de dos hilos:** Esta línea de transmisión consiste en un par de hilos conductores paralelos, separados una distancia uniforme. Se suelen usar para líneas telefónicas.
3. **Línea de transmisión coaxial:** Consiste en un conductor interno y un revestimiento coaxial externo separado por un medio dieléctrico. Esta estructura permite confinar completamente los campos eléctrico y magnético dentro de una región dieléctrica, de tal manera que es muy inmune a las interferencias externas. Estas líneas de transmisión se usan para telefonía, TV, instrumentos de mediciones de precisión a altas frecuencias, etc.

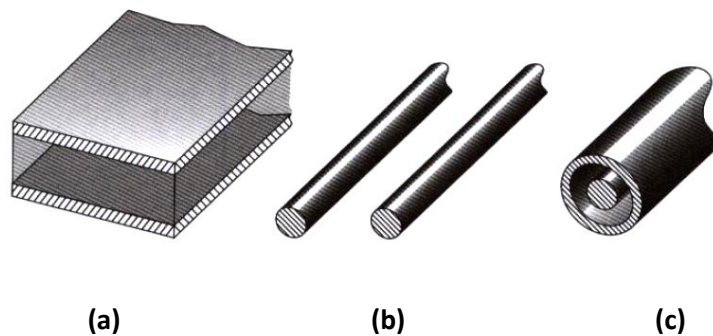


Figura 2.1 - Líneas de transmisión para propagación de modos TEM. (a) Línea de transmisión de placas paralelas. (b) Línea de transmisión de dos hilos (c) Línea de transmisión coaxial.

- **Modos Híbridos:** Aquellos donde hay componente del campo eléctrico y magnético en la dirección de propagación.

Debido a las condiciones de contorno del material, dentro de una guía de paredes conductoras, rellena de un material homogéneo e isótropo, no es posible la propagación de modos híbridos, excepto en casos muy particulares que no trataremos.

Sin embargo, el uso de las líneas de transmisión de dos conductores, Figura 2 .1, no es práctico en las aplicaciones que usen frecuencias superiores a 3 GHz, es decir, que tengan una longitud de onda inferior a 10 centímetros, (estos valores de frecuencia se encuentran en los intervalos SHF y EHF), como se ve en la Figura 2.2, ya que la constante de atenuación de las ondas transversales electromagnéticas en una línea aumenta con la resistencia por unidad de longitud de la línea, la cual es directamente proporcional a la raíz cuadrada de la frecuencia. Por este motivo, conforme se sube en frecuencia, si se pretende tener bajas pérdidas hay trabajar con tubos metálicos huecos.

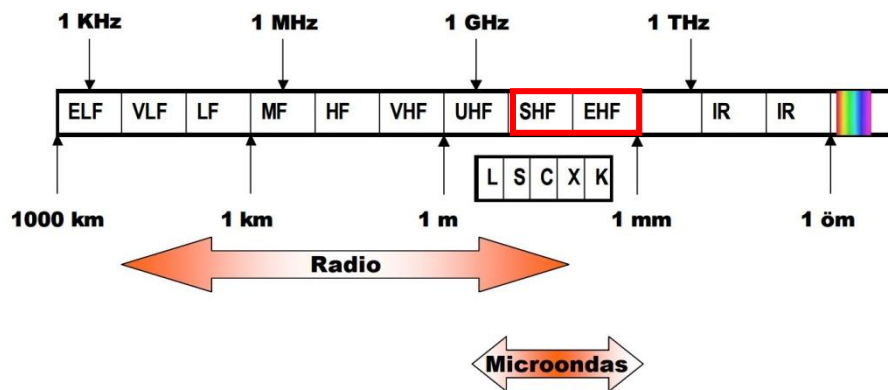


Figura 2.2.1 - Esquema de las bandas de frecuencias.

Banda	Denominación	frec. mínima	frec. máxima	λ máxima	λ mínima
ELF	Extremely Low Frequency	-	3 kHz	-	100 km
VLF	Very Low Frequency	3 kHz	30kHz	100 km	10 km
LF	Low Frequency	30 kHz	300 kHz	10 km	1 km
MF	Medium Frequency	300 kHz	3 MHz	1 km	100 m
HF	High Frequency	3 MHz	30 MHz	100 m	10 m
VHF	Very High Frequency	30 MHz	300 MHz	10 m	1 m
UHF	Ultra High Frequency	300 MHz	3 GHz	1 m	10 cm
SHF	Super High Frequency	3 GHz	30 GHz	10 cm	1 cm
EHF	Extremely High Frequency	30 GHz	300 GHz	1 cm	1 mm

Figura 2.2.2 - Bandas de frecuencias con los rangos y longitud de onda que definen a cada uno de ellas.

Puesto que los tubos metálicos son conductores simples con grandes áreas superficiales, se espera que la atenuación ocasionada por la resistencia sea menor, estos tubos metálicos huecos son un tipo de estructuras de guiado de ondas, conocido como **guías de onda**.

Una **guía onda** (Figura 2.3) es una estructura física de un material de sección rectangular, circular o elíptica capaz de guiar ondas electromagnéticas, la energía ha de ser conducida a lo largo de la guía y limitada en sus fronteras; las paredes conductoras confinan la onda interior por reflexión. En las guía onda huecas no pueden existir modos TEM debido a que solo poseen un conductor.

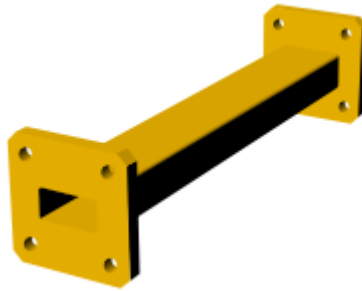


Figura 2.3 - Guía onda rectangular.

También ocurre que a frecuencias de microondas, los elementos de parámetros concentrados conectados por hilos ya no son prácticos como elementos de circuito o como circuitos resonantes, debido a que:

- Las dimensiones de los elementos tendrían que ser muy pequeñas.
- La resistencia de los circuitos de hilos es muy elevada por el efecto de la penetración.

Una posible solución es usar una caja conductora hueca de dimensiones apropiadas, como dispositivo resonante, esta caja, que en esencia es una sección de guía de ondas, con alguno de sus extremos cerrados, se denomina **cavidad resonante**. Esta cavidad blindada confina los campos electromagnéticos en el interior y ofrece amplias áreas para el flujo de corriente, eliminando así los efectos de alta resistencia y en general la radiación, aunque en nuestro caso realizaremos unas aperturas en unas de sus caras para obtener el diagrama de radiación deseado, apoyándonos en los polinomios de Chebyshev. Este tipo de cavidad resonante se conoce como **cavidad resonante ranurada**.

2.2 Cavidad resonante ranurada

Una **cavidad resonante ranurada** es una guía de onda que se emplea como antena típicamente en la banda de frecuencias de 2 a 24 GHz. La antena es la parte de un dispositivo transmisor o receptor diseñada para radiar o recibir ondas electromagnéticas, las cuales se propagan a través del espacio. Una buena antena debe conseguir radiar la totalidad de la potencia suministrada por el transmisor sobre cierta región del espacio.

Es necesario, por lo tanto, diseñarla para obtener un diagrama de radiación deseado, en este caso mediante el uso de una distribución de ranuras. Esto proporciona una ventaja sobre las antenas que se componen de únicamente un elemento radiante ya que tenemos más flexibilidad y grados de libertad en el diseño.

La guía de onda ranurada no tiene reflector, sino que emite directamente a través de las ranuras, estas son tomadas como dipolos de la longitud de la ranura, por lo que la antena ranurada se puede aproximar a un array de antenas de dipolos.

Cada ranura de la cavidad se alimenta con determinadas amplitudes y fases para obtener el diagrama de radiación deseado; el cual será el producto de la interferencia de los diagramas de radiación de cada ranura. El comportamiento de la ranura dependerá de la ubicación que esta tenga sobre la guía.

Para que las ranuras radien energía al medio, deben darse las siguientes condiciones:

- Encontrarse en un plano conductor.
- Producir una excitación del medio.
- Las líneas de campo que se propagan dentro de la guía deben "cruzar" la ranura.

Las ranuras pueden colocarse en cualquier cara de la guía y pueden estar alineadas y/o perpendiculares con el eje de la guía, como se puede ver en la Figura 2.4.

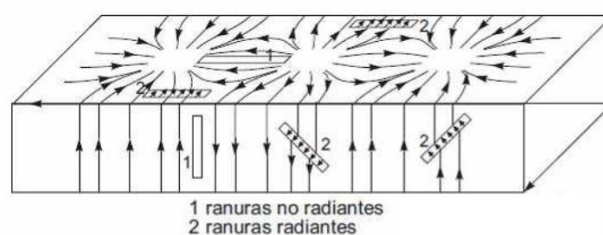


Figura 2.4 - Distribución de ranuras según sean radiantes o no radiantes en las caras de la guía de onda rectangular.

Para este trabajo se utilizarán ranuras horizontales situadas sobre la cara superior de la guía y la excitación de la mismas viene dada por la onda estacionaria que se ha formado dentro de la cavidad. Por este motivo el espaciado entre estas es crítico y debe ser múltiplo de la longitud de onda guiada, λ_g , ya que en la guía se forma una onda estacionaria formada por la onda incidente y reflejada, es decir $N \cdot \frac{\lambda_g}{2}$, (Figura 2.5), además irán alternadas en lados opuestos de la línea central de la guía, para que el lóbulo principal 'apunte' a 90° de la superficie, y distribuidas en una sola cara de la misma. Para lograr que las ranuras estén excitadas en fase, se tiene en cuenta el desfase de π radianes debido a la separación entre ranuras. El efecto de esta geometría es la formación de una antena de alta ganancia, altamente direccional en el plano de la antena y de banda muy estrecha. El ancho de banda de una antena es la banda de frecuencias sobre la cual se considera que funciona de forma aceptable.

Para evitar que la intensidad de radiación se vea disminuida, la guía debe de terminar en cortocircuito y colocar la primera ranura a una distancia $\frac{\lambda_g}{4}$ ó $\frac{3\lambda_g}{4}$ del mismo, que es donde se encontrará el primer máximo de la onda estacionaria.

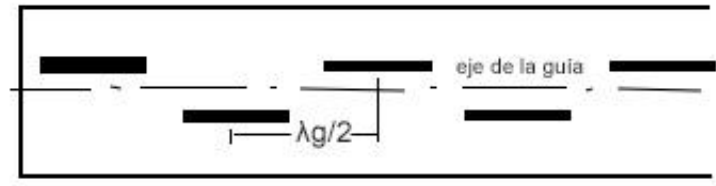


Figura 2.5 - Distribución de ranuras en guía de onda rectangular según la separación entre ellas.

Entre los entornos de aplicación de estos dispositivos figuran los radares de los aeropuertos y los sistemas que permiten que los trenes se detengan en el momento adecuado en las estaciones con mampara de seguridad.

El diseño de estas antenas se puede implementar mediante los polinomios de Chebyshev, para determinar la distribución de corriente de las ranuras y las dimensiones físicas de la antena.

2.3 Polinomios de Chebyshev aplicados a guía de onda ranurada.

2.3.1 Generación del polinomio de Chebyshev

Para una cavidad resonante, se selecciona una guía de onda adecuada a la frecuencia de operación y se propone un número de ranuras N_e , el cual debe de ser un número impar ya que la distribución de ranuras será simétrica a partir de un elemento central.

A partir de del número de ranuras, se puede obtener el grado del polinomio de Chebyshev, N , mediante la siguiente ecuación:

$$N_e = 2 \cdot N + 1 \quad (2.1)$$

Considerando la función $T_N(p + q \cdot \cos u)$, que en general es una serie de Fourier finita con términos hasta $\cos(Nu)$ y se puede identificar como un factor de array con $2 \cdot N + 1$ elementos. Para un array simétrico con $2 \cdot N + 1$ elementos, el factor de array viene dado por la ecuación.

$$F(k \cdot d \cdot \cos \theta) = \sum_{n=-N}^N C_n e^{jnk d \cos \theta} \quad (2.2)$$

Como $C_n = C_{-n}$, la expresión (2.2) se puede escribir como

$$F(u) = F(k \cdot d \cdot \cos \theta) = C_0 + 2 \sum_{n=1}^N C_n \cos(nu) \quad (2.3)$$

Esta serie es equivalente al polinomio de Chebyshev de grado N , ya que $T_N(p + q \cos u)$ es también una serie de la misma forma que la ecuación (2.3). A partir del factor de array, se puede expresar el campo eléctrico total radiado como:

$$E_T = E_o \cdot F = E_o \sum_{n=-N}^N C_n e^{jnkdcos\theta} \quad (2.4)$$

Donde E_o es el campo eléctrico radiado por un único elemento, para una ranura de longitud $\lambda/2$ es equivalente al de un dipolo de la misma longitud, cuyo campo radiado, suponiendo el dipolo orientado según el eje Z , es:

$$E_o = \frac{\cos(\pi/2 \cos \varphi)}{\sin \varphi} \quad (2.5)$$

Por lo tanto, el campo eléctrico total E_T aplicando superposición junto con el factor de array, quedaría de la siguiente forma.

$$E_T = E_o \cdot F = \frac{\cos(\pi/2 \cos \varphi)}{\sin \varphi} \sum_{n=-N}^N C_n e^{jnkdcos\theta} \quad (2.6)$$

Las constantes p y q se escogen para conseguir que el rango visible de u corresponda con los valores de x en $T_N(x)$ en el intervalo $x \in [-1, t_1]$, donde $t_1 > 1$. El valor de $T_N(t_1)$ corresponde al máximo valor de $F(u)$, el cual será mayor que 1, y los lóbulos laterales corresponden a $-1 \leq x \leq 1$ de amplitud unitaria. Por lo que el parámetro se puede expresar como.

$$t = p + q \cos u \quad (2.7)$$

Siendo $u = k_o \cdot d$; con d la distancia entre las ranuras $\frac{\lambda_g}{2}$ y k_o el número de onda $\frac{2\pi}{\lambda_o}$. Siendo λ_g la longitud de onda guiada y λ_o la longitud de onda en el espacio libre.

El polinomio de Chebyshev tiene su dominio entre los valores $[-1, 1]$, por lo que sus raíces se encontrarán en ese intervalo. Es necesario entonces extenderlo al rango visible de una guía de onda resonante comprendido entre $[-k_o d, k_o d]$.

Las constantes p y q se pueden definir como

$$p = \frac{t_1 - 1}{2} \quad q = \frac{t_1 + 1}{2} \quad (2.8)$$

A partir de los polinomios de Chebyshev se puede definir una relación R entre las amplitudes del lóbulo principal y el secundario según las especificaciones, para ello se requiere que $T_N(t_1) = R$. Utilizando la ecuación (7.9) se obtiene $t_1 = \cosh Y$; $T_N(t_1) = \cosh(NY) = R$.

$$t_1 = \cosh Y_1 = \cosh(1/N \cosh^{-1} R) \quad (2.9)$$

A partir de t_1 es posible obtener el valor de p y q , que son las constantes necesarias para hacer el cambio de variable en el polinomio y que corresponden al rango visible.

El lóbulo principal del diagrama de radiación se extiende desde el último cero de $T_N(x)$ antes de que el valor de x alcance el valor de 1 hasta t_1 . Si el nulo se coloca en θ_z , el valor correspondiente de u es

$$u_z = k_0 \cdot d \cdot \cos \theta_z \quad (2.10)$$

Y t_z se puede expresar como

$$t_z = p + q \cos u_z = p + q \cos (k_0 \cdot d \cdot \cos \theta_z) \quad (2.11)$$

Ahora t_z , el cero más cercano al uno está dado por

$$t_z = \cos (\pi/2N) = p + q \cos u_z \quad (2.12)$$

Así, el nivel máximo de lóbulo principal a secundario R se puede encontrar de acuerdo a $u = 0$, por lo que

$$T_N(t_1) = T_N(p + q) = R = \cosh [N \cdot \cosh^{-1} (p + q)] \quad (2.13)$$

En el diseño mediante polinomios de Chebyshev se puede especificar el parámetro R , en cuyo caso el ancho del lóbulo principal es fijo y se puede calcular mediante los valores conocidos de t_1 y t_z ; o también se puede especificar la anchura de haz mediante θ_z y calcular el valor de R . Los coeficientes de excitación se calculan, para ambos casos, expandiendo la expresión $T_N(p + q)$.

2.3.2 Dimensiones físicas de la guía de onda ranurada

Para cada ranura existe una longitud l , una anchura de la misma w_n , una separación respecto al eje longitudinal de la guía x_n y un equivalente eléctrico g_n , conocido como conductancia, de modo que al sumar cada uno de ellos se obtiene una conductancia total g_e .

Dado que todas las ranuras están separadas la misma distancia, $\frac{\lambda_g}{2}$, la conductancia de entrada equivalente es la suma de las conductancias individuales.

$$g_e = \sum_{n=1}^N g_n \quad (2.14)$$

El nivel de excitación de cada ranura es proporcional a $1/2 g_n$ y puede ser controlado por el parámetro de ajuste x_n . Para que pueda radiarse toda la potencia de entrada disponible, la conductancia total equivalente debe ser igual a 1.

$$g_n = K C_n^2, \quad \text{donde } K \sum_{n=1}^N C_n^2 = 1 \quad (2.15)$$

Una vez se ha calculado el coeficiente de excitación necesario para cada elemento, se calcula el valor de la constante K y con ello se obtiene el valor de la conductancia total. Por último se

calcula la separación del eje de la guía al eje de cada ranura mediante la siguiente ecuación, que relaciona la conductancia con la separación de la ranura.

$$g_n = 2.09 \frac{\lambda_g}{\lambda} \frac{a}{b} \cos^2 \frac{\pi \lambda}{2 \lambda_g} \sin^2 \frac{\pi x_n}{a} \quad (2.16)$$

Siendo $\lambda_0 = \frac{c}{f}$. Con c la velocidad de la luz en el vacío ($3 \cdot 10^8$ m/s) y f la frecuencia de trabajo.

En el caso de usar el modo fundamental TE_{10} , la longitud de onda guiada es.

$$\lambda_{g10} = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{\lambda_0}{(1 - \lambda_0^2 / 4a^2)^{1/2}} \quad (2.17)$$

El parámetro β_{10} es la constante de propagación y a , b las dimensiones de la sección transversal de la guía (Ver Figura 2.6).

Además, para que se cumpla la condición de cavidad resonante, la longitud de cada ranura debe de ser un poco menor que $\frac{\lambda}{2}$ para que se pueda radiar potencia desde todas las ranuras.

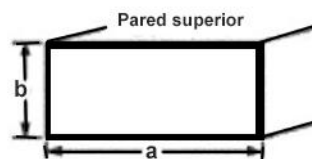


Figura 2.6 - Sección transversal de la guía rectangular.

2.4 Análisis teóricos

En este apartado se desarrollará teóricamente los polinomios de Chebyshev para una guía de onda rectangular ranurada, según las expresiones de los puntos anteriores, para obtener el diagrama de radiación deseado. La frecuencia de operación a utilizar, pensando en las aplicaciones que la antena pueda tener, será de 10 GHz, con un número de ranuras N_e de 9 y fijando una relación lóbulo principal a secundario R de 15 unidades naturales, 23.52 dB en unidades logarítmicas. También fijaremos las dimensiones físicas de la apertura de la guía, 1.8 x 0.9 centímetros y la anchura de las ranuras W_n , que será la misma para todas, de 0.4 mm.

Frecuencia de operación (f_0)	10 GHZ
Número de ranuras (N_e)	9
Relación lóbulo principal-secundario (R)	15 (23.5 dB)
Dimensiones apertura guía ($a \times b$)	1.8 x 0.9 cms
Anchura ranuras (W_n)	0.4 mm

- Tabla 2.1 -

Para elegir el grado del polinomio de Chebyshev a utilizar, usamos la expresión (2.1) con $N_e = 9$. Por lo tanto el grado del polinomio de Chebyshev para este caso es $N = 4$.

Por otro lado calculamos las constantes t_1 , p y q según las fórmulas (2.9) y (2.8)

$$t_1 = p + q \cdot \cos(u_1) = 1.3855 \quad (2.18)$$

$$p = 0.1917 \quad (2.19.a)$$

$$q = 1.1917 \quad (2.19.b)$$

A partir de estos valores se obtiene la expresión de t , mediante la ecuación (2.7), para desarrollarla en el polinomio de Chebyshev.

$$t = p + q \cdot \cos(u) = 0.1917 + 1.197 \cdot \cos(u) \quad (2.20)$$

El ancho de haz del lóbulo principal viene marcado por el valor de t_z (2.12). Para este caso, con N igual a 4, t_z será de

$$t_z = 0.924 = p + q \cdot \cos(u_z) = 0.1917 + 1.197 \cdot \cos(u_z) \quad (2.21)$$

Simplificando la expresión nos queda un valor de u_z de

$$u_z = 52.11 \quad (2.22)$$

Para calcular el ancho de haz entre nulos es necesario deshacer el cambio de variable y obtener θ_z , según la igualdad (2.10), con $d = \frac{1}{2} \cdot \lambda_g$ y k_0 , el número de onda, $\frac{2\pi}{\lambda}$. Siendo los valores de λ_g y λ_0 los que se obtienen en la ecuación (2.30).

$$u_z = 52.11 = k \cdot d \cdot \cos \theta_z \quad (2.23.a)$$

$$\theta_z = 80.79^\circ \quad (2.23.b)$$

Al ser una antena *broadside*, con su máximo está apuntando a 90° , para calcular su ancho de haz entre nulos:

$$BW_N = (90^\circ - 80.79^\circ) \cdot 2 = 18.40^\circ \quad (2.24)$$

Para calcular las conductancias de cada ranura, así como la equivalente y la situación de las mismas, es necesario desarrollar la expresión (2.20) para el polinomio de Chebyshev de grado 4.

Según el listado de polinomios (7.7), o aplicando la ecuación recursiva general (7.8), el polinomio de Chebyshev de orden 4 es

$$T_4(x) = 8 \cdot x^4 - 8x^2 + 1 \quad (2.25)$$

para $x = t = 0.1917 + 1.197 \cdot \cos(u)$

$$T_4(t) = 8 \cdot (0.1917 + 1.197 \cdot \cos(u))^4 - 8(0.1917 + 1.197 \cdot \cos(u))^2 + 1 \quad (2.26)$$

Desarrollando la expresión, haciendo el cambio de variable por Euler, $\cos^n u = \left(\frac{e^{ju} + e^{-ju}}{2}\right)^n$ y agrupando términos, se llega a la siguiente expresión.

$$T_4(e^{ju}) = 2.5 + 2.06 \cdot (e^{ju} + e^{-ju}) + 1.89 \cdot (e^{2ju} + e^{-2ju}) + 1.25 \cdot (e^{3ju} + e^{-3ju}) + 1 \cdot (e^{4ju} + e^{-4ju}) \quad (2.27)$$

Siendo la constante que acompaña a cada exponencial, la distribución de corriente (C_n) para cada ranura.

	n = 1	n = 2	n = 3	n = 4	n = 5	n = 6	n = 7	n = 8	n = 9
C_n	1	1.25	1.89	2.06	2.5	2.06	1.89	1.25	1

- Tabla 2.2 -

El campo eléctrico total se puede obtener según la expresión (2.6), tomando como factor del array $F = T_4(e^{ju})$.

$$E_T = E_0 \cdot F = \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \varphi)}{\sin \varphi} \cdot [2.5 + 2.06 \cdot (e^{ju} + e^{-ju}) + 1.89 \cdot (e^{2ju} + e^{-2ju}) + 1.25 \cdot (e^{3ju} + e^{-3ju}) + 1 \cdot (e^{4ju} + e^{-4ju})] \quad (2.28)$$

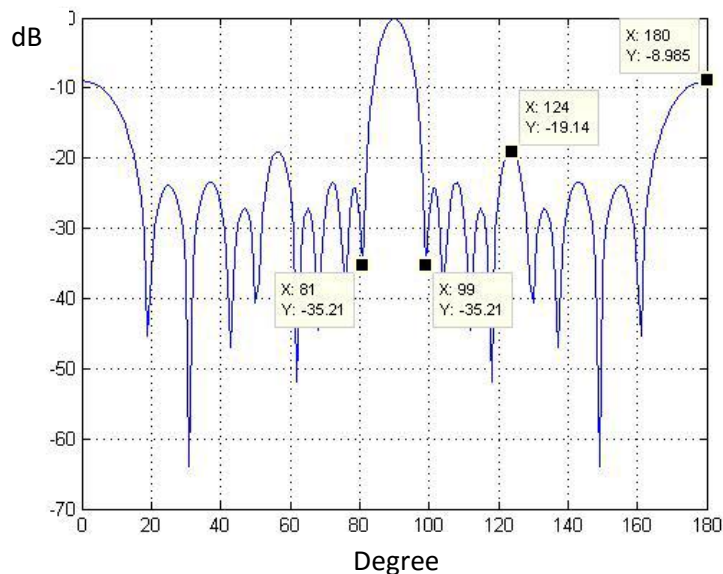


Figura 2.7 - Diagrama de radiación según los cálculos teóricos en la guía de onda rectangular ranurada.

En el diagrama de radiación de la Figura 2.7, simulado en MATLAB según la expresión (2.28), se puede apreciar una anchura de haz principal de 18° similar al obtenido en la ecuación (2.24), y una relación lóbulo principal a secundario de unos 9 dB aproximadamente, valor muy distinto al indicado en las especificaciones iniciales; esto es debido a que para la frecuencia a la que estamos trabajando se obtienen valores de longitud de onda guiada (2.30) que es casi el doble de la longitud de onda en el espacio libre.

Al separar las ranuras una distancia $\lambda_g/2$, o lo que es lo mismo, $0.905 \lambda_0$, el margen visible de la antena, es decir, el número de lóbulos que 'entran' en nuestro diagrama de radiación, toma un valor demasiado alto. Cuando el margen visible es próximo a π , el diagrama de radiación abarca hasta el siguiente lóbulo principal; lo que hace que el valor de la relación lóbulo principal-secundario disminuya significativamente.

El margen visible toma valores entre $-k \cdot d$ y $k \cdot d$, (ver Figura 2.8) siendo d la distancia entre las ranuras, $\frac{\lambda_g}{2}$ y k_0 el número de onda $\frac{2\pi}{\lambda}$. Sustituyendo para las longitudes de onda de la ecuación (2.30), obtenemos un margen visible que va desde -0.905π a 0.905π .

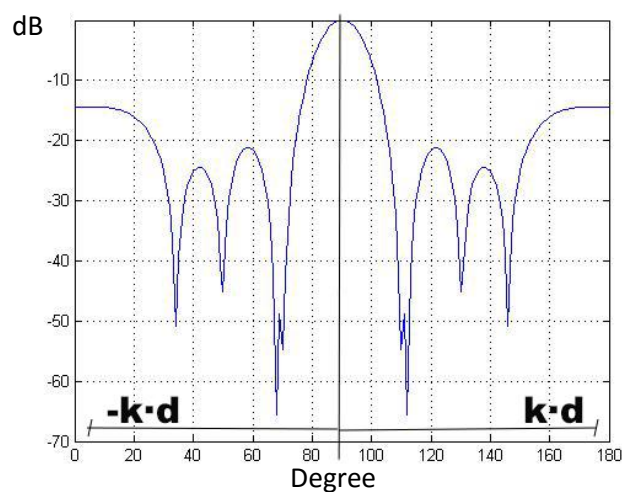


Figura 2.8 - Margen visible de diagrama de radiación estándar.

Estos valores no afectarán a las prestaciones de nuestra antena, ya que el diagrama de radiación final tenderá a minimizar los valores en sus extremos, porque cada ranura tiene un cero de radiación en 0° y 180° . Por este motivo el lóbulo que nos limita la relación de lóbulo principal a secundario es el siguiente más alto que aparece en nuestro diagrama de la Figura 3.7, de 19.14 dB.

Esta relación de lóbulo principal a secundario se aproxima más a nuestro valor de R definido en la Tabla 2.1, de 23.5 dB, la diferencia que existe es de nuevo debido al desfase en la distribución de corriente que hay para cada ranura causada por la gran separación entre ellas.

Como el objetivo de este trabajo no es evaluar la funcionalidad de los polinomios de Chebyshev sino la de comparar las prestaciones de la guía onda rectangular frente a la tecnología Gap Waveguide, se aceptará el diagrama de radiación de la Figura 2.7, resaltando que para valores de $\lambda_g \gg \lambda_0$, los polinomios de Chebyshev no ofrecen resultados de diagramas de radiación totalmente realistas.

A continuación se procederá a calcular las dimensiones físicas de la guía de onda ranurada. La dimensiones de la sección transversal $a \times b$ ya vienen dadas, así como la anchura de las ranuras W_n y como ya hemos mencionado, para que se cumpla la condición de un array resonante, la longitud de cada ranura debe de ser ligeramente inferior a $\lambda/2$.

La longitud de la guía se puede obtener de manera inmediata a partir del número de ranuras y sabiendo la separación que existe entre ellas y entre los extremos de la guía.

$$\text{Longitud de la guía ranurada} = N \cdot \lambda_g/2 + \lambda_g/4 \quad (2.29)$$

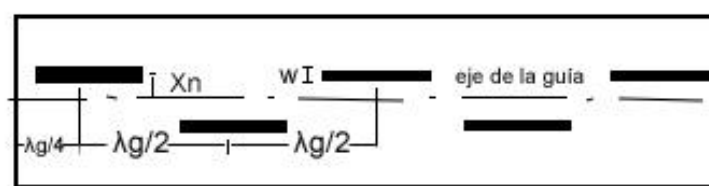


Figura 2.9 - Distribución de ranuras equiespaciadas $\lambda_g/2$ y a una distancia $\lambda_g/4$ del cortocircuito.

Calculamos la constante K según (2.15), para que el sumatorio de todas las distribuciones de corriente, al cuadrado sea igual a la unidad y se obtiene un valor de K de 0.037. Con este valor obtenemos la conductancia de cada ranura g_n , según la ecuación (2.15), este será el mismo en pares opuestos de ranuras, es decir, $g_1 = g_9$, $g_2 = g_8$, $g_3 = g_7$, $g_4 = g_6$.

Operando, nos quedan las siguientes conductancias.

	n = 1	n = 2	n = 3	n = 4	n = 5	n = 6	n = 7	n = 8	n = 9
C_n	1	1.25	1.89	2.06	2.5	2.06	1.89	1.25	1
g_n	0.037	0.058	0.132	0.157	0.231	0.157	0.132	0.058	0.037

- Tabla 2.3 -

A continuación, con el valor de la conductancia de cada ranura se puede calcular la posición que esta ocupa, X_n , en la cara de la guía. Se cumple la condición de que las ranuras más próximas al eje de la cara disminuye la corriente necesaria para excitarlas, por lo que antes de realizar ningún cálculo y según los resultados de la Tabla 2.3, podemos deducir que las ranuras centrales de la guía, elementos con mayor corriente de excitación, van a estar más alejadas al eje que las ranuras de los extremos.

Para realizar los cálculos usamos la fórmula que relaciona la conductancia de cada ranura con su situación en la guía (2.16). Antes, necesitamos obtener el valor de la longitud de onda tanto en el espacio libre, λ_o , como en la guía, λ_g , mediante la expresión (2.17), datos necesarios para calcular dicha situación.

$$\lambda_o = 0.03 \text{ metros} = 30 \text{ milímetros} \quad (2.30)$$

$$\lambda_g = 0.0543 \text{ metros} = 54.3 \text{ milímetros}$$

Se cumple que $\lambda_g > \lambda_o$, condición necesaria para que se produzca propagación de la onda en la guía.

Sustituyendo estos valores en la fórmula (2.16) y operando nos queda

$$g_n = 3.16 \cdot \sin^2\left(\frac{\pi \cdot X_n}{18 \text{ mm}}\right) = 3.16 \cdot \sin^2(10^4 \cdot X_n) \quad (2.31)$$

Así, para cada valor de conductancia de cada ranura, se obtendrá una determinada distancia de la misma al eje de la guía.

	n = 1	n = 2	n = 3	n = 4	n = 5	n = 6	n = 7	n = 8	n = 9
C_n	1	1.25	1.89	2.06	2.5	2.06	1.89	1.25	1
g_n	0.037	0.058	0.132	0.157	0.231	0.157	0.132	0.058	0.037
X_n (mm)	0.621	0.778	1.18	1.288	1.568	1.288	1.18	0.778	0.621

- Tabla 2.4 -

2.5 Simulaciones

En este punto se procederá a la simulación de la guía de onda ranurada, con los cálculos obtenidos en el apartado anterior, para comprobar que los resultados se ajustan a especificaciones indicadas inicialmente. Para estas simulaciones se usará el Software de simulación CST MICROWAVE STUDIO®, una herramienta utilizada para la simulación 3D electromagnética de componentes de alta frecuencia.

Para ello creamos una guía resonante ranurada alimentada únicamente por uno de sus puertos y poniendo en cortocircuito el otro puerto a $\frac{1}{4} \cdot \lambda_g$ de la primera ranura, para conseguir la condición de resonancia, un tamaño de sección transversal de guía $a \times b$ de 18 x 9 milímetros, una longitud de guía tal y como lo indicado en (2.29), que sustituyendo los parámetros se obtiene una longitud de 257.925 milímetros, una anchura de ranura de 0.4 milímetros y una distancia al eje según viene indicada en la Tabla (2.4). El único parámetro nuevo que tenemos que añadir al hacer la simulación es el espesor de las placas conductoras que delimitan la guía. En este caso se ha tomado un valor lo bastante pequeño que para que interfiera lo menos posible a las simulaciones.

Espesor placas conductoras = 0.1 milímetros.

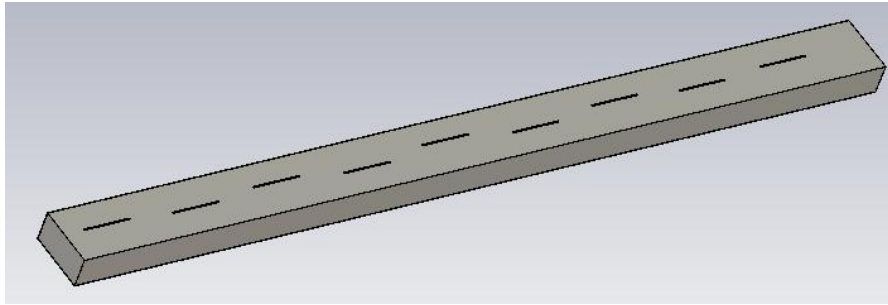


Figura 2.10.1 - Representación en 3D de guía onda rectangular ranurada.



Figura 2.10.2 - Cara superior de la guía onda rectangular ranurada.

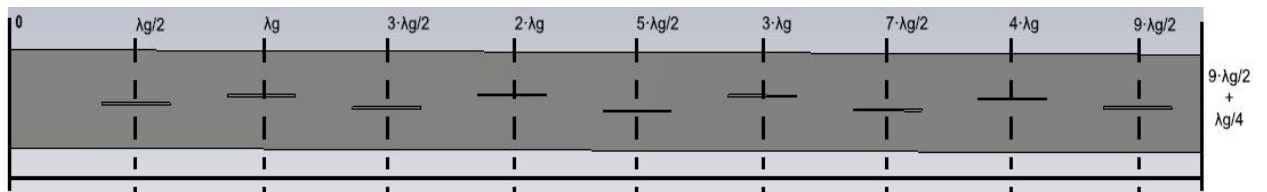


Figura 2.10.3 - Cara superior ranurada de la guía onda rectangular, indicando las posiciones de cada ranura.

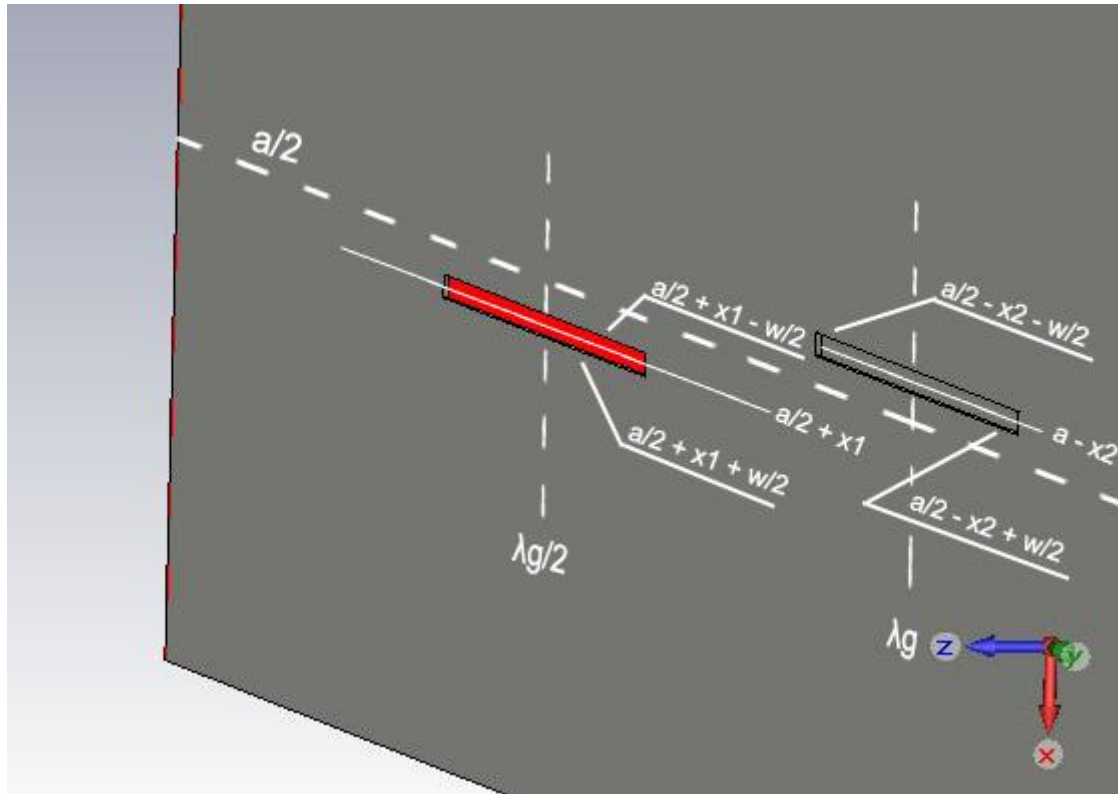


Figura 2.10.4 - Parámetros que definen la posición de las dos últimas ranuras de la guía onda rectangular.

Para estos datos se obtienen los siguientes resultados

1 Parámetro de reflexión $S_{1,1}$

Lo primero que evaluamos es el parámetros $S_{1,1}$ que nos da la adaptación de la antena.

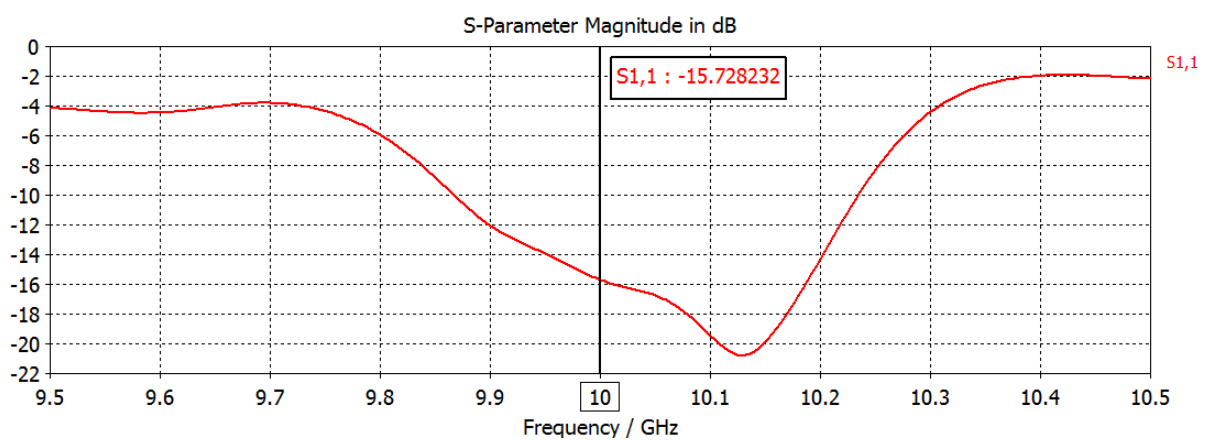


Figura 2.11 - Representación del parámetro de reflexión $S_{1,1}$ según la frecuencia.

Parámetro de reflexión $S_{1,1}$ de -15.728 dB.

Para cualquier antena el valor del parámetro de reflexión $S_{1,1}$ debe de ser inferior a -10 dB para tener un nivel aceptable de adaptación.

2 Diagrama de radiación.

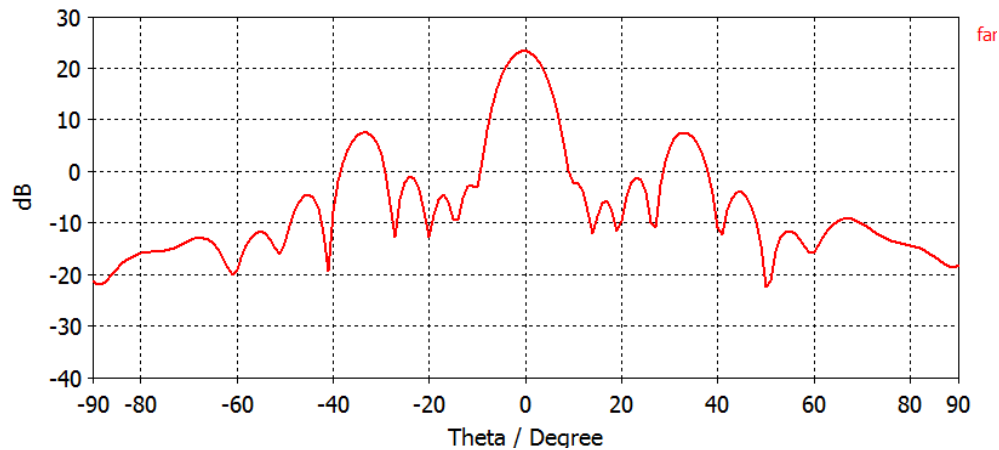


Figura 2.12.1 - Diagrama de radiación obtenido a partir de la simulación para la guía onda rectangular ranurada.

Si analizamos la posición de los nulos y las amplitudes de los lóbulos principal y secundarios

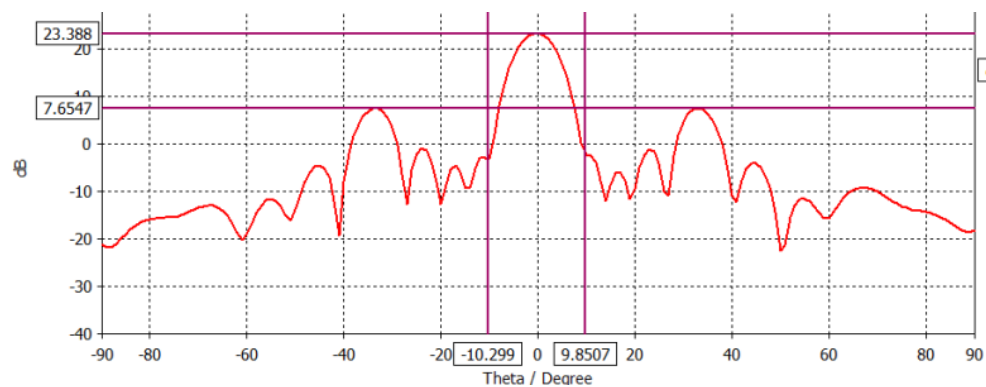


Figura 2.12.2 - Diagrama de radiación, con ejes de referencia mostrando los valores importantes, obtenido a partir de la simulación para la guía onda rectangular ranurada.

$$\text{Ancho de haz entre nulos} = 10.299 + 9.85 = 20.149^{\circ}$$

$$\text{Amplitud lóbulo principal} = 23.388 \text{ dB}$$

$$\text{Amplitud lóbulo secundario} = 7.654 \text{ dB}$$

$$\text{Relación lóbulo principal-secundario (R)} = 23.388 - 7.654 = 15.73 \text{ dB}$$

GUÍA RECTANGULAR	SIMULACIÓN	TEÓRICO
Ancho de haz entre nulos	20.149°	18°
Relación lóbulo principal-secundario	15.73 dB	19.14 dB

- Tabla 2.5 -

3 Amplitud de la distribución de corriente en Voltios/metro, correspondiente a cada ranura.

Hemos colocado una sonda de campo en cada ranura para ver la amplitud de la excitación en cada una de ellas, en función de la frecuencia. Los resultados se muestran en la Figura 2.13.

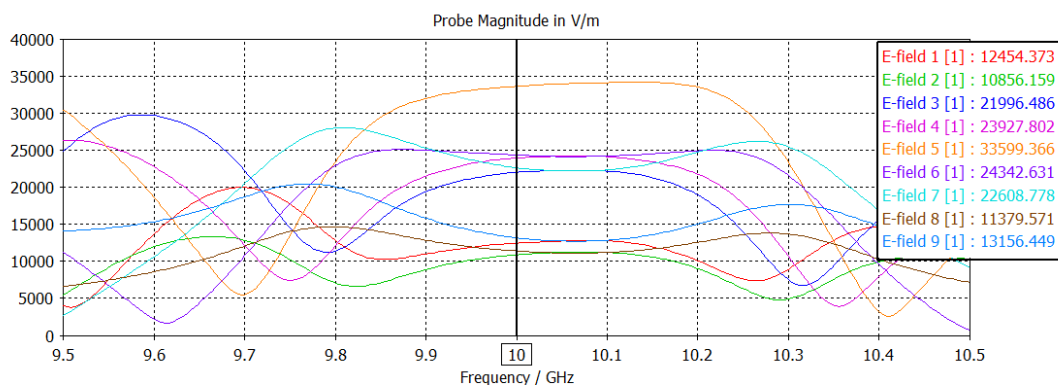


Figura 2.13 - Representación de los valores, en amplitud, de la distribución de corriente de cada ranura en función de la frecuencia.

Si nos fijamos en la Figura 2.13 podemos observar que existen valores de frecuencia superiores a la frecuencia de trabajo donde las amplitudes son mas similares dos a dos, como ocurre en el caso teórico. A partir de la gráfica de las fases de las corrientes de cada ranura en función de la frecuencia, Figura 2.14, se puede conocer el rango que podemos tomar como frecuencias de trabajo, siendo este rango entre 10 GHz - 10.1 GHz. El valor óptimo se consigue para una frecuencia de trabajo de 10.05 GHz, punto en el que los valores de las fases de las corrientes son lo más próximas posibles, como se ve en la Figura 2.15.

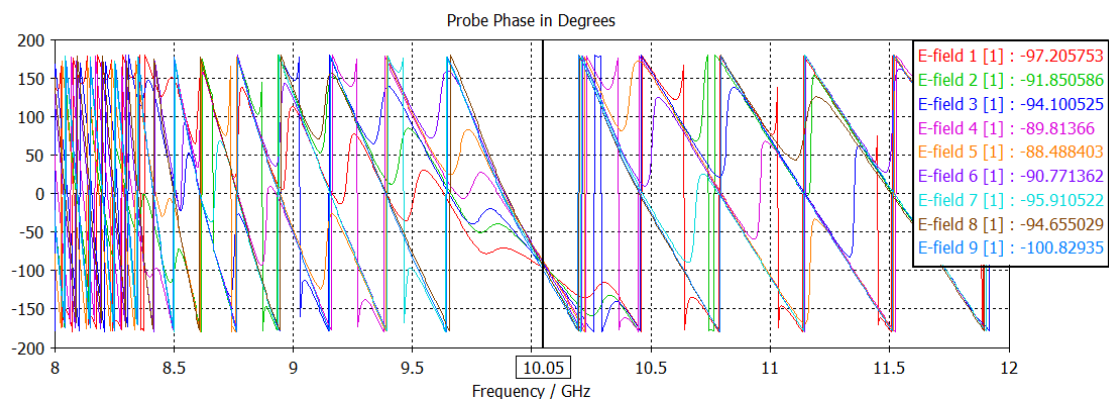


Figura 2.14 - Representación de los valores en fase, de la distribución de corriente de cada ranura en función de la frecuencia.

Es importante destacar que al estar las ranuras separadas una distancia próxima a λ_0 , el diagrama de radiación es muy sensible a posibles desfases entre las ranuras.

En la Figura 2.15 se representa la amplitud de la distribución de corriente, en Voltios/metro, correspondientes a cada ranura a la frecuencia de 10.05 GHz.

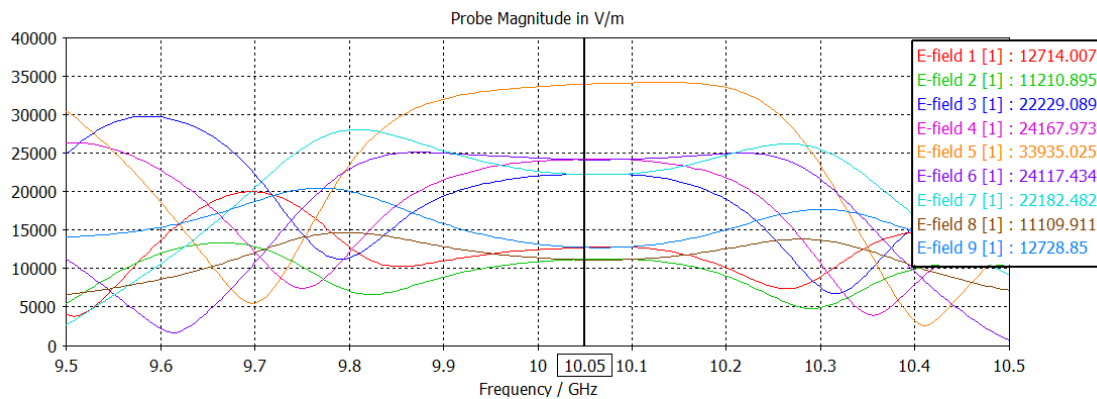


Figura 2.15 - Representación de los valores, en amplitud, de la distribución de corriente de cada ranura a 10.05 GHz.

Ranura	Amplitud (V/m)
#1	12714,007
#2	11210,895
#3	22229,089
#4	24167,973
#5	33935,025
#6	24117,434
#7	22182,482
#8	11109,911
#9	12728,85

- Tabla 2.6 -

Procedemos a comparar los valores de amplitudes de la simulación en esta frecuencia con los teóricos obtenidos en la Tabla 2.2.

Ranura	SIMULACIÓN		TEÓRICO		Diferencia entre los valores normalizados
	Amplitud (V/m)	Amplitud Normalizada	Amplitud (V/m)	Amplitud Normalizada	
#1	12714,007	0,37465736	1	0,4	0,02534264
#2	11210,895	0,33036354	1,25	0,5	0,16963646
#3	22229,089	0,65504855	1,89	0,756	0,10095145
#4	24167,973	0,71218374	2,06	0,824	0,11181626
#5	33935,025	1	2,5	1	0
#6	24117,434	0,71069445	2,06	0,824	0,11330555
#7	22182,482	0,65367513	1,89	0,756	0,10232487
#8	11109,911	0,32738774	1,25	0,5	0,17261226
#9	12728,85	0,37509476	1	0,4	0,02490524

- Tabla 2.7 -

Como se puede apreciar en la Tabla 2.7, hay una diferencia significativa en las amplitudes simuladas tanto de la ranura 2 como de la ranura 8, con respecto a su valor teórico. En los valores simulados se produce un descenso de amplitud para estas dos ranuras que no se da para los valores teóricos.

En la Figura 2.16 se muestra la diferencia entre los valores de la distribución de corriente, para el caso teórico y simulado, correspondiente a cada ranura.

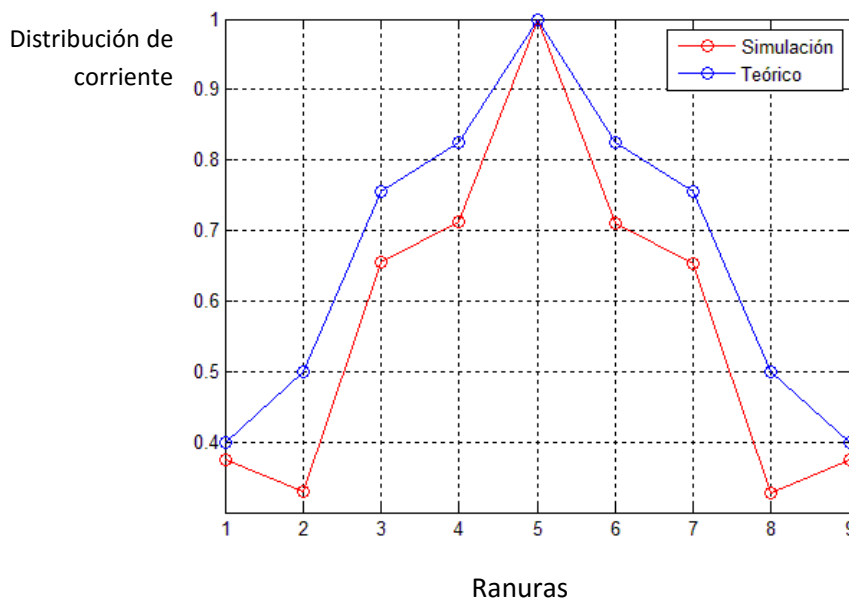


Figura 2.16 - Comparación de los valores teóricos normalizados de la distribución de corriente de cada ranura frente a los valores normalizados simulados.

Para este caso, la distancia de la ranura 2 al eje (x_2)= distancia de la ranura 8 al eje (x_8) = 0.778 milímetros; el total de la diferencia de cada ranura entre su valor teórico y simulado es de 0.8208. Trataremos de corregir esta diferencia más adelante.

El parámetro de reflexión se reduce hasta los -16.788 dB a 10.05 GHz, como se puede ver en la Figura 2.17.

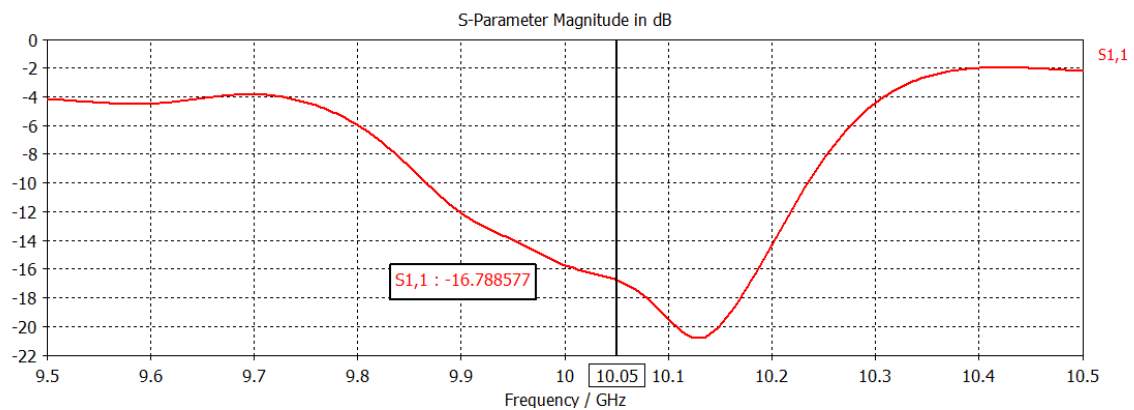


Figura 2.17 - Representación del parámetro de reflexión $S_{1,1}$ según la frecuencia.

Para la frecuencia de trabajo de 10.05 GHz se obtiene el siguiente diagrama de radiación, Figura 2.18, siendo muy similar al obtenido para una frecuencia de 10 GHz.

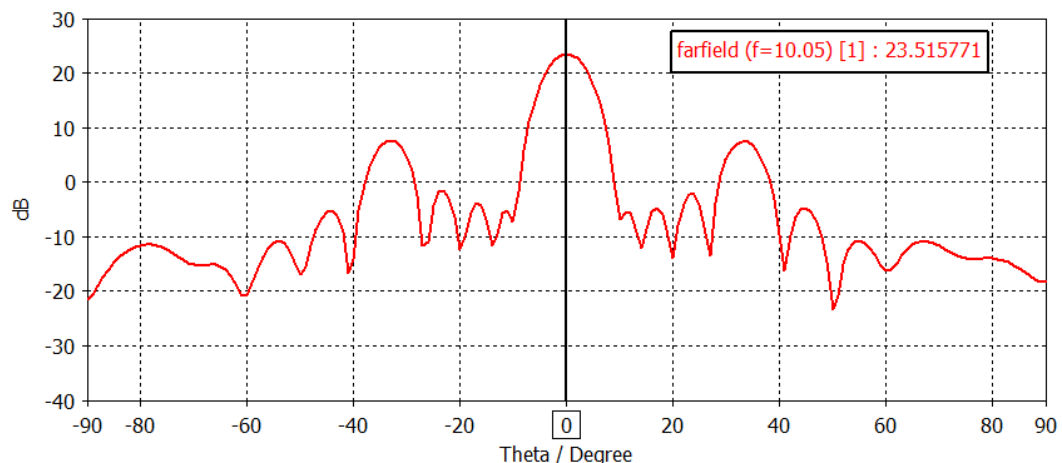


Figura 2.18 - Diagrama de radiación obtenido a partir de la simulación para la guía onda rectangular ranurada a 10.05 GHz

2.5.1 Optimización de las corriente en las ranuras

Para tratar de optimizar los valores de las distribuciones de corriente y conseguir que se acerquen más a su valor teórico, se aumentará la distancia al eje tanto de la ranura 2 como de la 8, para aumentar la corriente que las excita. Al ir aumentando el valor de la distancia de ambas ranuras también variarán las corrientes del resto de ranuras, por lo que se evaluará que el resto de parámetros sigan respetando las condiciones iniciales. En todos los casos trabajaremos a la frecuencia de 10.05 GHz.

2.5.1.1 Primer ajuste

Inicialmente vamos a aumentar la distancia de separación de las ranuras 2 y 8 a 0.8 milímetros del eje de la guía. Así obtenemos los siguientes valores de amplitud de la distribución de corriente en Voltios/metro correspondientes a cada ranura (Figura 2.19).

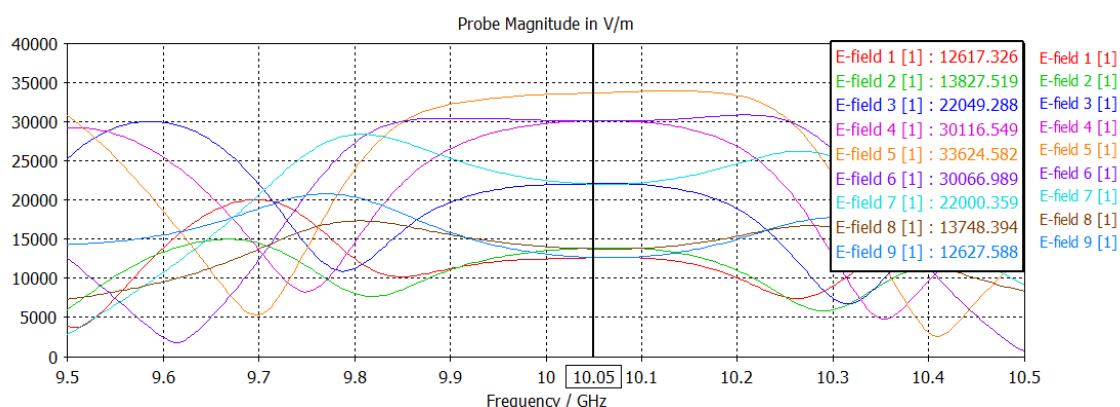


Figura 2.19 - Representación de los valores, en amplitud, de la distribución de corriente de cada ranura a 10.05 GHz.

Ranura	Amplitud (V/m)
#1	12617,326
#2	13827,519
#3	22049,288
#4	30116,549
#5	33624,582
#6	30066,989
#7	22000,359
#8	13748,394
#9	12627,588

- Tabla 2.8 -

Procedemos a comparar los valores de amplitudes de la simulación en esta frecuencia con los teóricos obtenidos en la Tabla 2.2.

Ranura	SIMULACIÓN		TEÓRICO		Diferencia entre los valores normalizados
	Amplitud (V/m)	Amplitud Normalizada	Amplitud (V/m)	Amplitud Normalizada	
#1	12617,326	0,37524113	1	0,4	0,02475887
#2	13827,519	0,41123244	1,25	0,5	0,08876756
#3	22049,288	0,65574906	1,89	0,756	0,10025094
#4	30116,549	0,89567058	2,06	0,824	0,07167058
#5	33624,582	1	2,5	1	0
#6	30066,989	0,89419666	2,06	0,824	0,07019666
#7	22000,359	0,6542939	1,89	0,756	0,1017061
#8	13748,394	0,40887925	1,25	0,5	0,09112075
#9	12627,588	0,37554632	1	0,4	0,02445368

- Tabla 2.9 -

En la Figura 2.20 se muestra la diferencia entre los valores de la distribución de corriente, para el caso teórico y simulado, correspondiente a cada ranura, para la nueva distribución de las mismas.

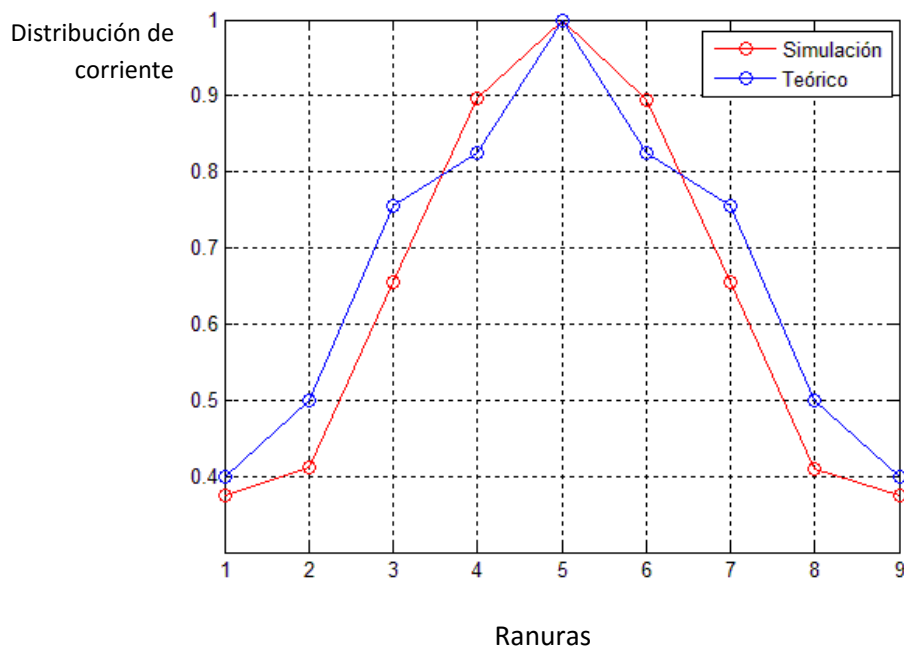


Figura 2.20 - Comparación de los valores teóricos normalizados de la distribución de corriente de cada ranura frente a los valores normalizados simulados.

Para este caso $x_2 = x_8 = 0.8$ milímetros; el total de la diferencia de cada ranura entre su valor teórico y simulado es de 0,5729; menor que en el caso anterior. A continuación se analizarán el resto de parámetros que se obtienen con esta nueva posición de las ranuras, para comprobar que se siguen cumpliendo las especificaciones indicadas inicialmente.

1 Parámetro de reflexión $S_{1,1}$

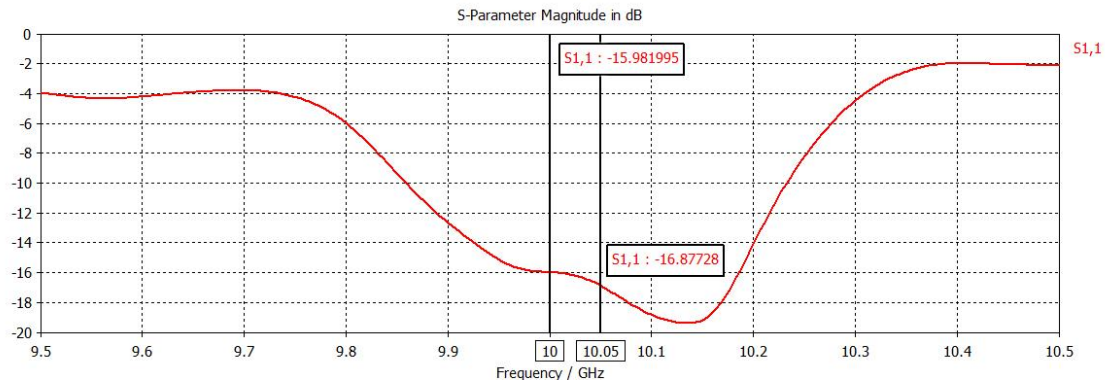


Figura 2.21 - Representación del parámetro de reflexión $S_{1,1}$ según la frecuencia.

Parámetro de reflexión $S_{1,1}$ a 10 GHz: -15.981 dB.

Parámetro de reflexión $S_{1,1}$ a 10.05 GHz: -16.877 dB.

2 Diagrama de radiación.

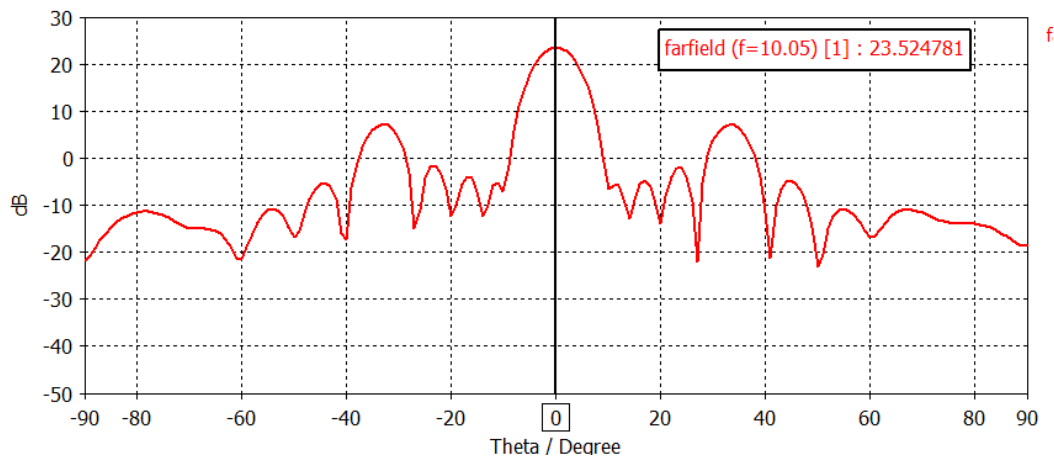


Figura 2.22.1 - Diagrama de radiación obtenido a partir de la simulación para la guía onda rectangular ranurada a 10.05 GHz.

Analizamos la posición de los nulos y las amplitudes de los lóbulos principal y secundarios.

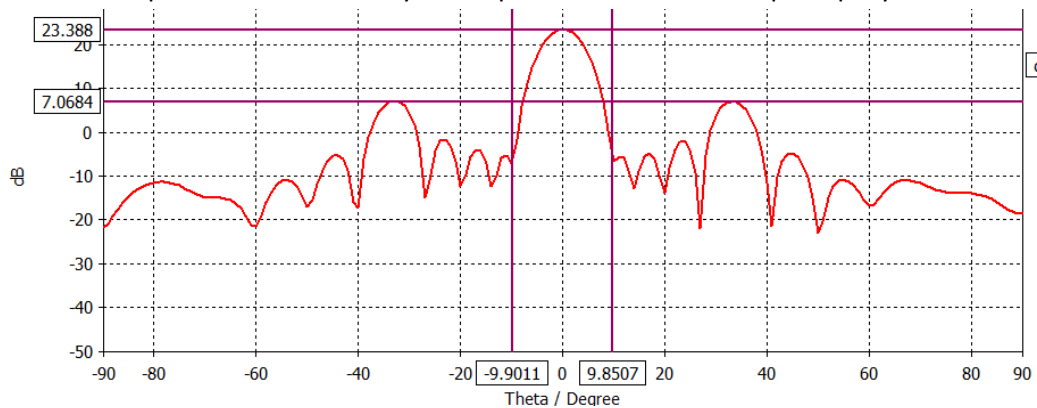


Figura 2.22.2 - Diagrama de radiación, con ejes de referencia mostrando los valores importantes, obtenido a partir de la simulación para la guía onda rectangular ranurada.

$$\text{Ancho de haz entre nulos} = 9.901 + 9.850 = 19.752^{\circ}$$

$$\text{Amplitud lóbulo principal} = 23.388 \text{ dB}$$

$$\text{Amplitud lóbulo secundario} = 7.0684 \text{ dB}$$

$$\text{Relación lóbulo principal-secundario (R)} = 23.388 - 7.0684 = 16.319 \text{ dB}$$

GUÍA RECTANGULAR	SIMULACIÓN	TEÓRICO
Ancho de haz entre nulos	19.752°	18°
Relación lóbulo principal-secundario	16.319 dB	19.14 dB

- Tabla 2.10 -

2.5.1.2 Segundo ajuste

En este segundo ajuste vamos a aumentar la distancia de separación de las ranuras 2 y 8 a 0.85 milímetros del eje de la guía. De este modo obtenemos los siguientes valores de amplitud de la distribución de corriente, en Voltios/metro, correspondientes a cada ranura (Figura 2.23).

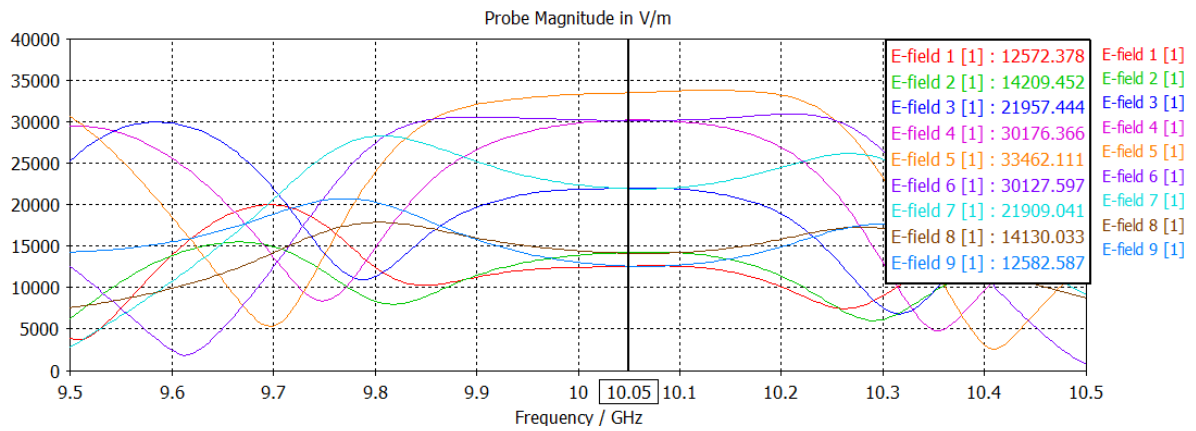


Figura 2.23 - Representación de los valores, en amplitud, de la distribución de corriente de cada ranura a 10.05 GHz.

Ranura	Amplitud (V/m)
#1	12572,378
#2	14209,452
#3	21957,444
#4	30176,366
#5	33462,111
#6	30127,597
#7	21909,041
#8	14130,033
#9	12582,587

- Tabla 2.11 -

Procedemos a comparar los valores de amplitudes de la simulación en esta frecuencia con los teóricos obtenidos en la Tabla 2.2.

Ranura	SIMULACIÓN		TEÓRICO		Diferencia entre los valores normalizados
	Amplitud (V/m)	Amplitud Normalizada	Amplitud (V/m)	Amplitud Normalizada	
#1	12572,378	0,37571981	1	0,4	0,02428019
#2	14209,452	0,42464302	1,25	0,5	0,07535698
#3	21957,444	0,65618825	1,89	0,756	0,09981175
#4	30176,366	0,901807	2,06	0,824	0,077807
#5	33462,111	1	2,5	1	0
#6	30127,597	0,90034956	2,06	0,824	0,07634956
#7	21909,041	0,65474175	1,89	0,756	0,10125825
#8	14130,033	0,42226962	1,25	0,5	0,07773038
#9	12582,587	0,3760249	1	0,4	0,0239751

- Tabla 2.12 -

En la Figura 2.24 se muestra la diferencia entre los valores de la distribución de corriente, para el caso teórico y simulado, correspondiente a cada ranura.

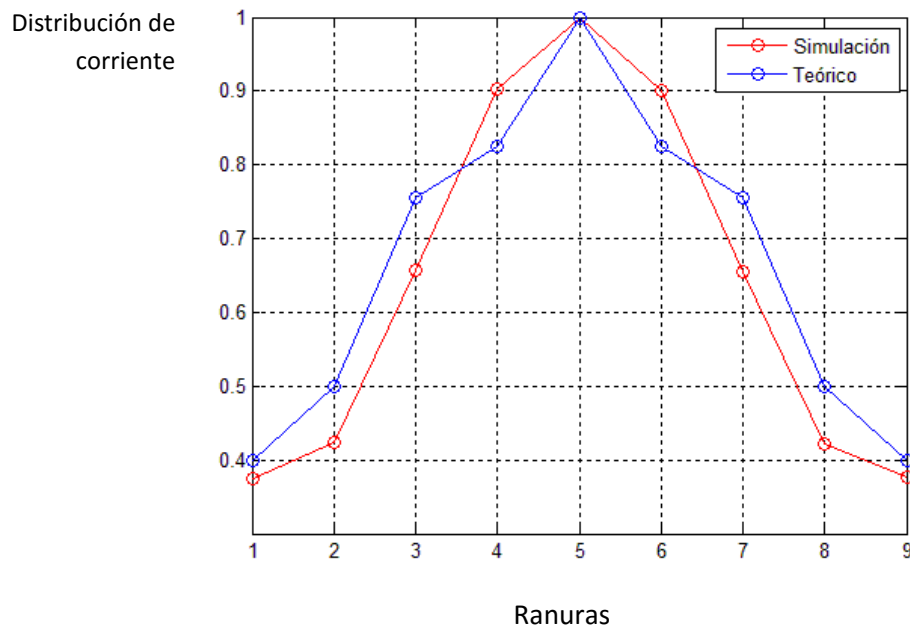


Figura 2.24 - Comparación de los valores teóricos normalizados de la distribución de corriente de cada ranura frente a los valores normalizados simulados.

Para este caso $x_2 = x_8 = 0.85$ milímetros; el total de la diferencia de cada ranura entre su valor teórico y simulado es de 0,5565; menor que en el caso anterior. Ahora se analizarán el resto de parámetros que se obtienen con esta nueva posición de las ranuras.

1 Parámetro de reflexión $S_{1,1}$

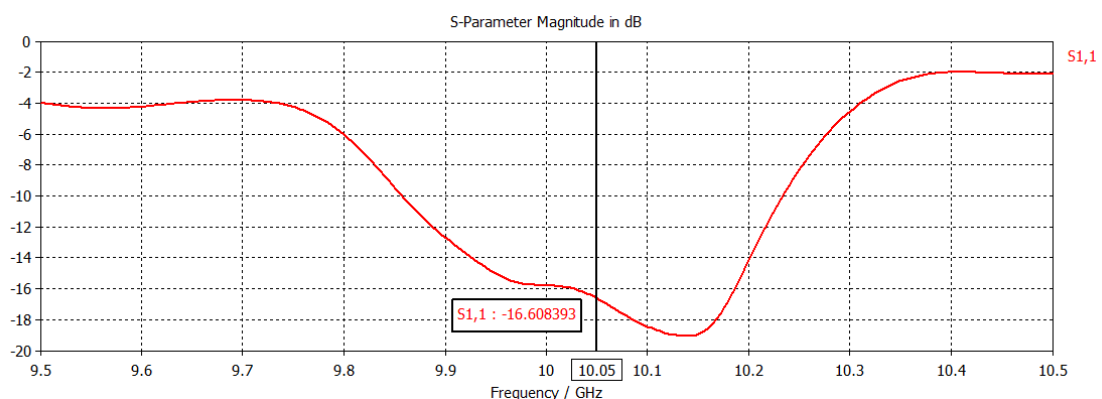


Figura 2.25 - Representación del parámetro de reflexión $S_{1,1}$ según la frecuencia.

Parámetro de reflexión $S_{1,1}$ a 10 GHz de -15.785 dB.

Parámetro de reflexión $S_{1,1}$ a 10.05 GHz de -16.608 dB.

2. Diagrama de radiación.

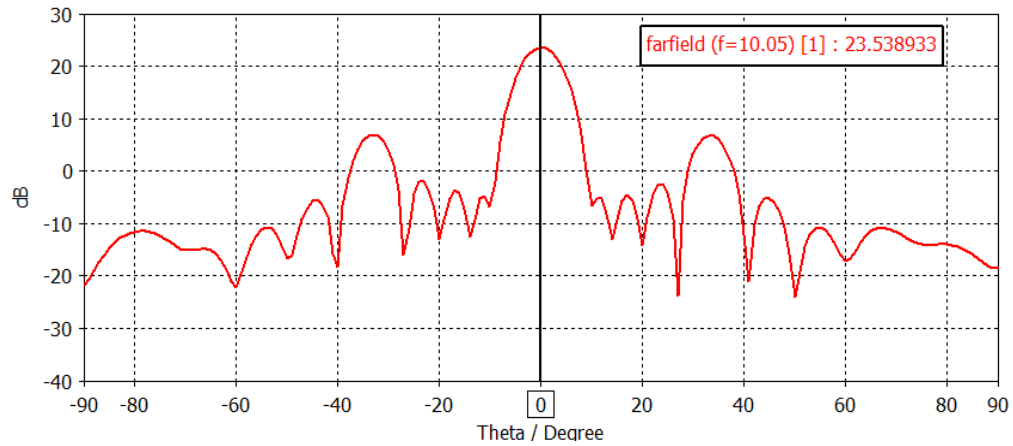


Figura 2.26.1 - Diagrama de radiación obtenido a partir de la simulación para la guía onda rectangular ranurada a 10.05 GHz.

Analizamos la posición de los nulos y las amplitudes de los lóbulos principal y secundarios.

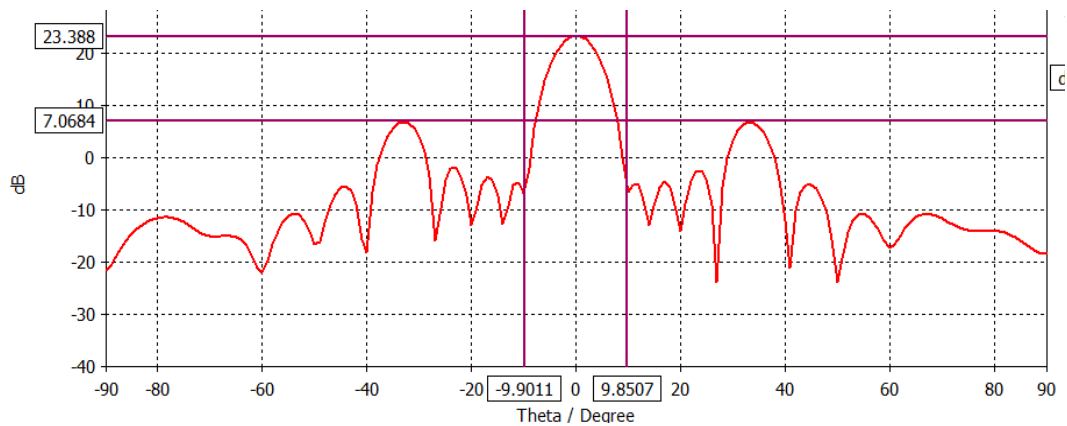


Figura 2.26.2 - Diagrama de radiación, con ejes de referencia mostrando los valores importantes, obtenido a partir de la simulación para la guía onda rectangular ranurada.

$$\text{Ancho de haz entre nulos} = 9.901 + 9.850 = 19.752^{\circ}$$

$$\text{Amplitud lóbulo principal} = 23.388 \text{ dB}$$

$$\text{Amplitud lóbulo secundario} = 7.068 \text{ dB}$$

$$\text{Relación lóbulo principal-secundario (R)} = 23.388 - 7.068 = 16.319 \text{ dB}$$

GUÍA RECTANGULAR	SIMULACIÓN	TEÓRICO
Ancho de haz entre nulos	19.752°	18°
Relación lóbulo principal-secundario	16.319 dB	19.14 dB

- Tabla 2.13 -

2.5.1.3 Tercer ajuste

En este tercer ajuste vamos a aumentar la distancia de separación de las ranuras 2 y 8 a 0.9 milímetros del eje de la guía. De esta forma obtenemos los siguientes valores de amplitud de la distribución de corriente en Voltios/metro correspondientes a cada ranura (Figura 2.27).

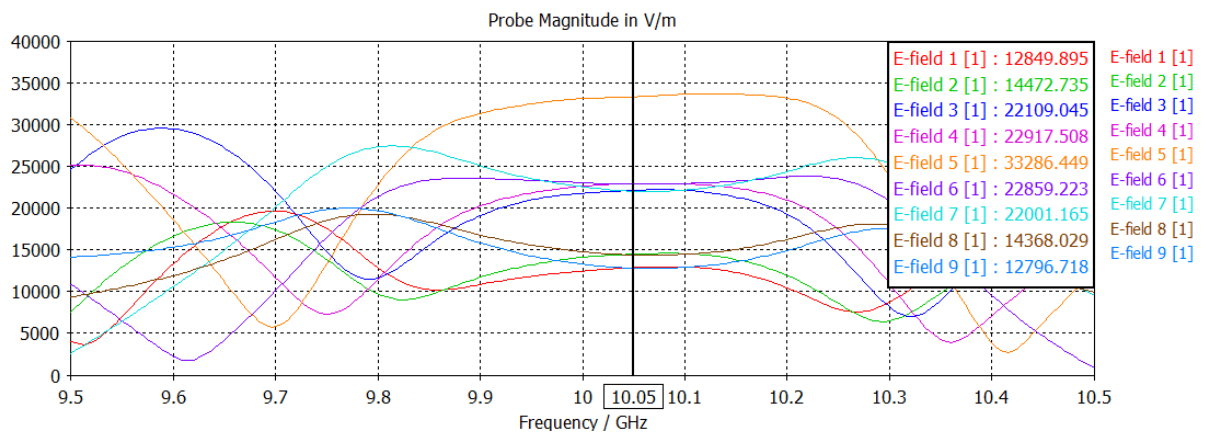


Figura 2.27 - Representación de los valores, en amplitud, de la distribución de corriente de cada ranura a 10.05 GHz.

Ranura	Amplitud (V/m)
#1	12849,895
#2	14472,735
#3	22109,045
#4	22917,508
#5	33286,449
#6	22859,223
#7	22001,165
#8	14368,029
#9	12796,718

- Tabla 2.14 -

Procedemos a comparar los valores de amplitudes de la simulación en esta frecuencia con los teóricos obtenidos en la Tabla 2.2.

Ranura	SIMULACIÓN		TEÓRICO		Diferencia entre los valores normalizados
	Amplitud (V/m)	Amplitud Normalizada	Amplitud (V/m)	Amplitud Normalizada	
#1	12849,895	0,38603983	1	0,4	0,01396017
#2	14472,735	0,4347936	1,25	0,5	0,0652064
#3	22109,045	0,66420558	1,89	0,756	0,09179442
#4	22917,508	0,68849363	2,06	0,824	0,13550637
#5	33286,449	1	2,5	1	0
#6	22859,223	0,68674261	2,06	0,824	0,13725739
#7	22001,165	0,66096462	1,89	0,756	0,09503538
#8	14368,029	0,431648	1,25	0,5	0,068352
#9	12796,718	0,38444227	1	0,4	0,01555773

- Tabla 2.15 -

En la Figura 2.28 se muestra la diferencia entre los valores de la distribución de corriente, para el caso teórico y simulado, correspondiente a cada ranura.

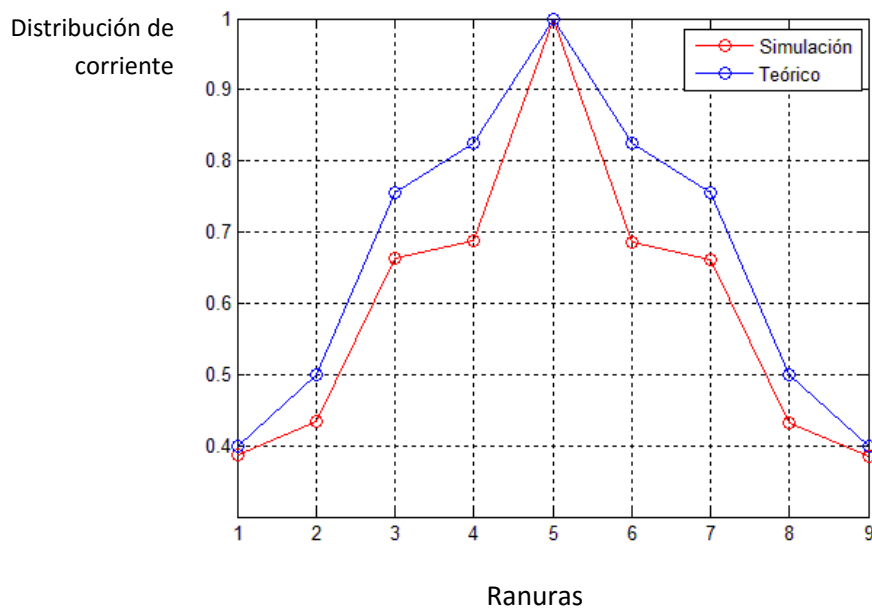


Figura 2.28 - Comparación de los valores teóricos normalizados de la distribución de corriente de cada ranura frente a los valores normalizados simulados.

Para este caso $x_2 = x_8 = 0.9$ milímetros; el total de la diferencia de cada ranura entre su valor teórico y simulado es de 0.6226. Este valor es superior al del caso anterior, esto se debe a que aunque la corriente en las ranuras 2 y 8 sean más altas, más próximo a su valor teórico, la

corriente de las ranuras adyacentes se ve reducida por estos cambios, para seguir manteniendo la igualdad de la expresión (2.15). Un cambio en la distancia al eje de cualquier par de ranuras en una cavidad resonante ranurada afecta, no solo a la corriente inducida por dichas ranuras, sino también a la corriente inducida de las ranuras adyacentes para mantener que la suma de todas las corrientes al cuadrado sea $1/K$.

Se ha comprobado que para distancias de dichas ranuras al eje de la guía superiores a 0.9 milímetros la diferencia entre el valor teórico y simulado va en aumento y supera a la calculada con $x_2 = x_8 = 0.85$ milímetros, por lo que a partir de este punto trabajaremos con este valor.

De igual manera que en los casos anteriores, analizaremos el resto de parámetros que se obtienen con esta nueva posición de las ranuras.

1 Parámetro de reflexión $S_{1,1}$

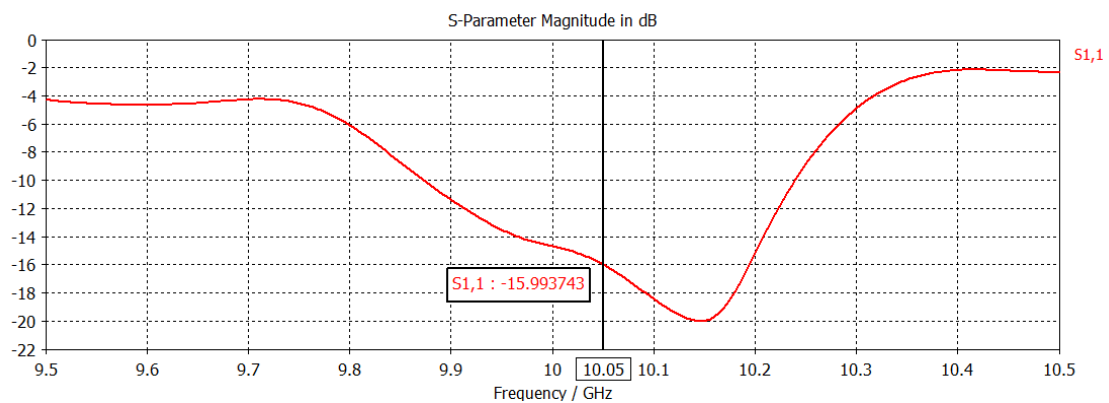


Figura 2.29 - Representación del parámetro de reflexión $S_{1,1}$ según la frecuencia.

Parámetro de reflexión $S_{1,1}$ a 10 GHz de -14.668 dB.

Parámetro de reflexión $S_{1,1}$ a 10.05 GHz de -15.993 dB.

2. Diagrama de radiación.

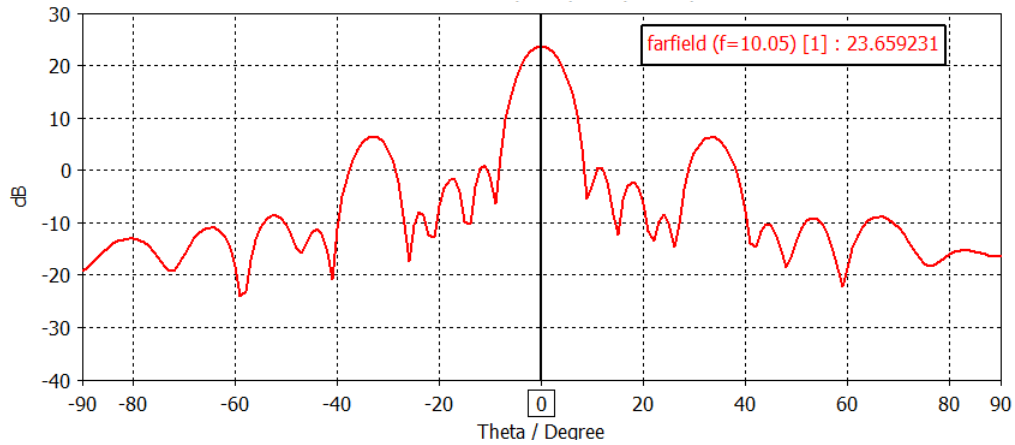
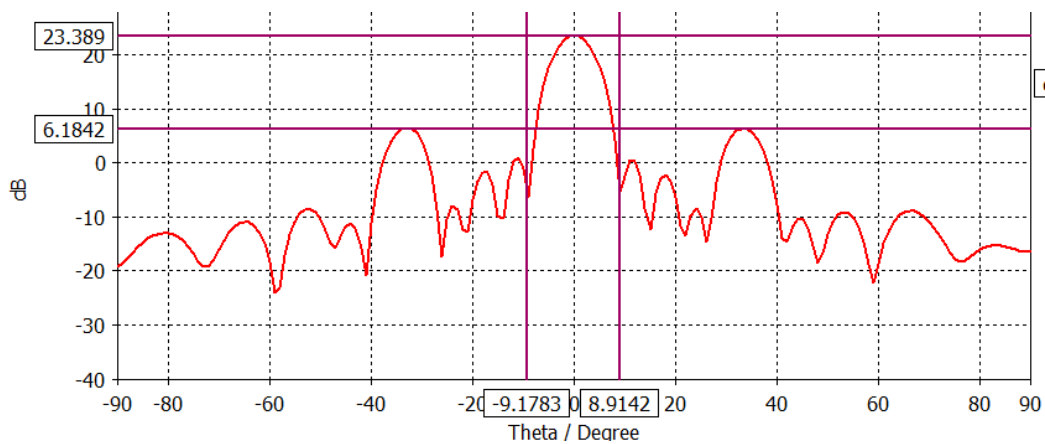


Figura 2.30.1 - Diagrama de radiación obtenido a partir de la simulación para la guía onda rectangular ranurada a 10.05 GHz.

Analizamos la posición de los nulos y las amplitudes de los lóbulos principal y secundarios.



- Figura 2.30.2 - Diagrama de radiación, con ejes de referencia mostrando los valores importantes, obtenido a partir de la simulación para la guía onda rectangular ranurada.

$$\text{Ancho de haz entre nulos} = 9.178 + 8.914 = 18.092^\circ$$

$$\text{Amplitud lóbulo principal} = 23.389 \text{ dB}$$

$$\text{Amplitud lóbulo secundario} = 6.184 \text{ dB}$$

$$\text{Relación lóbulo principal-secundario (R)} = 23.389 + 6.184 = 17.205 \text{ dB}$$

GUÍA RECTANGULAR	SIMULACIÓN	TEÓRICO
Ancho de haz entre nulos	18.092°	18°
Relación lóbulo principal-secundario	17.205 dB	19.14 dB

- Tabla 2.16 -

Como se ha podido comprobar, la variación de la distancia al eje de las ranuras produce variaciones de los parámetros característicos de la antena, por lo que es necesario encontrar un equilibrio entre la optimización de las distribuciones de corriente de las ranuras y las prestaciones que se quieran conseguir.

En la práctica la optimización es mucho más laboriosa y para tratar de reducir las diferencias entre las corrientes teóricas y las simuladas se modifica la posición de todas las ranuras así como la anchura y longitud de las mismas. Queda como trabajo futuro la realización de una optimización que solucione estas diferencias de una forma más eficiente.

2.6 Conclusiones

El diseño de antenas de arrays de ranuras mediante el uso de polinomios de Chebyshev es una solución apropiada cuando se quiere tener una antena con un diagrama de radiación en el que se quiera imponer una determinada directividad, anchura del lóbulo principal, o bien cuando sea necesario mantener una relación de lóbulo principal a secundario en cierto valor fijo. Según se varíe el número de ranuras o/y se modifique la separación entre las mismas se podrá conseguir un diagrama de radiación más o menos directivo.

Como hemos podido comprobar, los resultados finales se aproximan bastante a los cálculos teóricos, si bien es cierto que para ajustar estos resultados lo máximo posible ha sido necesario, una vez realizada la distribución de las ranuras según los valores de los polinomios de Chebyshev, realizar una optimización de las mismas variando la posición de algunas de ellas. En la práctica esta optimización es mucho más laboriosa y para obtener unos mejores resultados se modifica tanto la distancia de las ranuras, como su longitud, anchura, etc.

Esta tecnología se emplea como antena para aplicaciones de radar para frecuencias de microondas, los cuales inicialmente empleaban reflectores parabólicos. La guía onda ranurada al no tener reflector radia a través de las ranuras, las cuales con una correcta distribución consiguen la formación de una antena de mayor ganancia de potencia, debido a la excelente directividad en el plano vertical, consigue ser más direccional en el plano de la antena, es decir, se consigue "afinar" más en una dirección, es más resistente y más barata de construir.

Algunos entornos donde se pueden encontrar este tipo de antenas son:

- IEEE 802.11x Wireless LANs.
- Enlaces terrestres de alta velocidad.

- Aplicaciones de radar de los aeropuertos.
- Sistemas de detección que permiten que los trenes se detengan en el lugar adecuado en las estaciones con mampara de seguridad.
- Navegación.

Capítulo 3

Tecnología Gap Waveguide

3.1 Definición

La tecnología de guía de onda *Gap* se basa en una invención del profesor Per -Simon Kildal de la Universidad Tecnológica de Chalmers en Gothenburg, esta tecnología de guiado de ondas es especialmente importante para la realización de circuitos y componentes en el rango de frecuencias entre los 30GHz hasta los THz (10^{12} Hercios). A estas frecuencias, las actuales tecnologías presentan grandes desventajas respecto a su rendimiento y a la complejidad de fabricación.

Las guías de onda huecas se comportan como medios de transmisión de bajas pérdidas, pero tiene importantes desventajas en la integración con componentes activos y en la dificultad de fabricación, lo que da lugar a un alto coste.

Las guías de onda planas, como son la Microstrip y la Coplanar son más adecuadas para la integración con componentes activos y más fáciles de fabricar, pero tienen mayores pérdidas a altas frecuencias, así como la presencia de resonancias cuando se encapsulan, lo que disminuye el rendimiento. Además, el contacto eléctrico entre las uniones de las placas conductoras hace más complicada su realización para frecuencias de trabajo altas, donde los materiales son de menor tamaño.

Por lo tanto es necesario el desarrollo de nuevas tecnologías de guía de onda, para longitudes de onda de milímetros e inferiores. Un ejemplo es la tecnología de guía de onda con sustrato integrado **SIW**, para aplicaciones de alta frecuencia; sin embargo, esta tecnología sufre grandes pérdidas a frecuencias altas por la utilización del sustrato.

Otro ejemplo es la tecnología **Gap Waveguide**. Este tipo de tecnología, diseñada para longitudes de onda de milímetros y menores, se implementa mediante dos planos conductores eléctricos perfectos (PEC) sin que exista contacto eléctrico entre ellos, a uno de los planos se le añade una estructura periódica en forma de matriz de pines, llamada '*bed of nails*', de altura aproximadamente $\lambda/4$, para que se cree una región de alta impedancia y se comporte como un conductor magnético perfecto (PMC).

Esta tecnología se basa en el concepto de que al situar dos placas PEC paralelas, separadas una cierta distancia, se podrá propagar entre ellas libremente un campo eléctrico, con polarización vertical; pero si sustituimos una de esas placas por un PMC, no se propagará ningún modo para una distancia entre placas menor a $\lambda/4$. (Ver Figura 3.1)

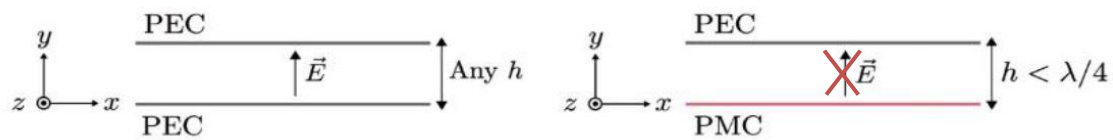


Figura 3.1 - Propagación del campo eléctrico, según la distancia de separación, entre dos conductores PEC y entre un PEC y un PMC.

Esta tecnología representa una interesante alternativa de bajo coste, bajas pérdidas y de alto rendimiento de transmisión para esta banda de frecuencias.

La distancia entre ambas placas paralelas debe ser menor que $\lambda/4$ para evitar la propagación de ningún modo. Para permitir algún tipo de propagación, se crea un camino en una de las placas, dando lugar a distintas configuraciones de Gap Waveguide (Figura 3.2):

- a) **Ridge Gap Waveguide:** Las ondas siguen el camino entre la hilera continua de pines 'ridge' y la placa superior.
- b) **Microstrip Gap Waveguide:** Sobre la 'bed of nails' se coloca un sustrato y sobre este una línea conductora. La onda se propaga entre este conductor y la placa superior.
- c) **Groove Gap Waveguide:** Se crea una guía en medio de la 'bed of nails', por la se propagará la onda, confinada por los pines y por la placa superior.

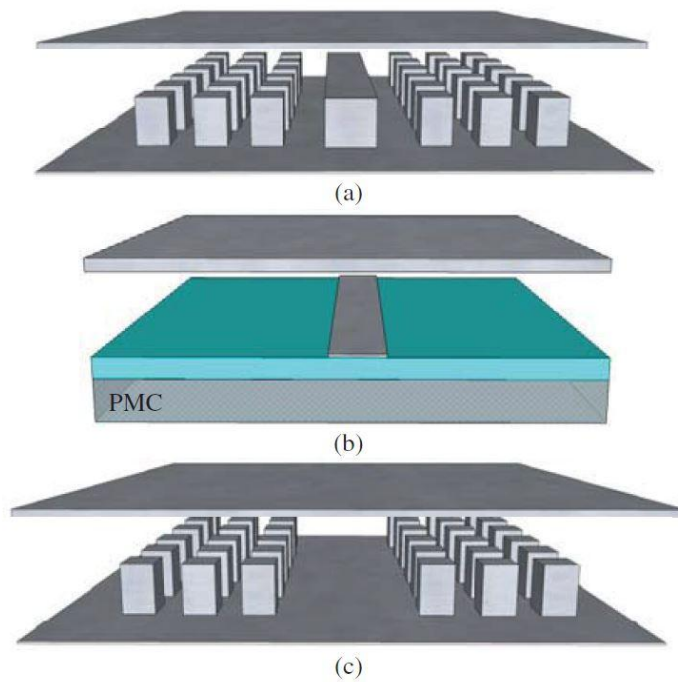


Figura 3.2.1 - Configuraciones de la tecnología Gap Waveguide (a) Ridge Gap Waveguide. (b) Microstrip Gap Waveguide. (c) Groove Gap Waveguide.

En la Figura 3.2.2 se presenta algunos ejemplos construidos con este tipo de tecnología.

- a) Array de 2x2 ranuras fabricado sobre Ridge Gap Waveguide.
- b) Filtro fabricado sobre Groove Gap Waveguide.
- c) Solución de encapsulado fabricado sobre Microstrip Gap Waveguide.

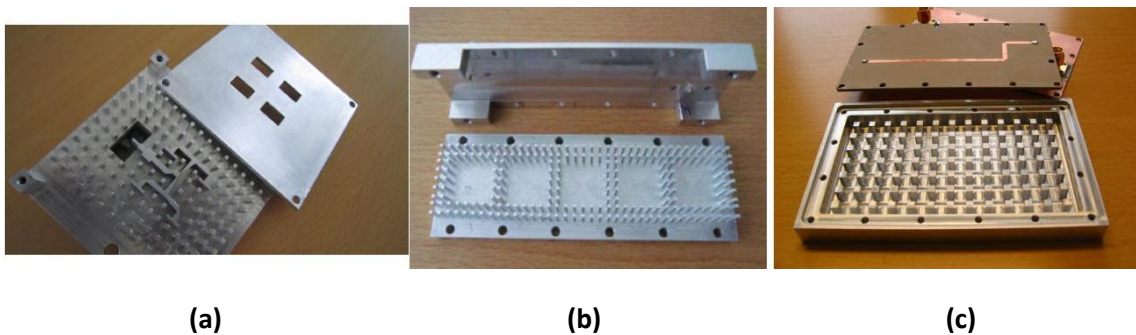


Figura 3.2.2 - (a) Array de 2x2 ranuras en fabricado sobre Ridge Gap Waveguide. (b) Filtro en fabricado sobre Groove Gap Waveguide. (c) Solución de encapsulado fabricado sobre Microstrip Gap Waveguide.

Características importantes de las Gap Waveguide:

- Las ondas no se pueden propagar en ninguna dirección en el espacio que exista entre un conductor PEC y PMC, siempre que dicho espacio sea menor que $\lambda/4$.
- Las ondas que se encuentran en el gap entre en PEC y el PMC solo pueden seguir la dirección de propagación de las tiras del PEC.

En nuestro caso nos decantaremos por utilizar la **Groove Gap Waveguide** y procederemos a evaluar las similitudes y diferencias que presenta esta tecnología, respecto a la cavidad resonante ranurada del apartado anterior, a la frecuencia de trabajo determinada, comparando los siguientes parámetros:

- Anchura de haz.
- Relación amplitudes lóbulo principal-secundario.
- Corriente eléctrica de excitación de cada ranura.
- Adaptación de la antena.

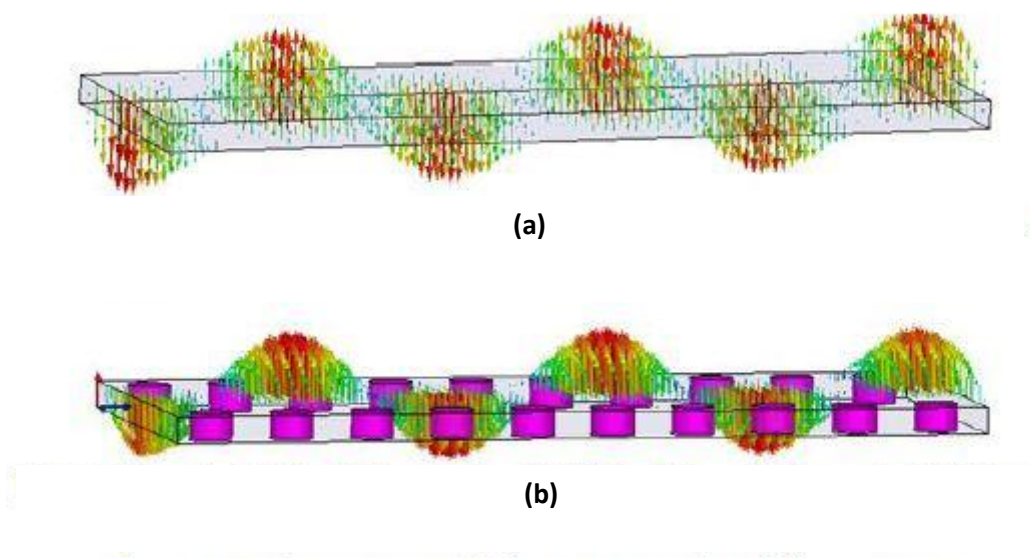


Figura 3.3.1 - Representación genérica del campo eléctrico del modo TE₁₀ en una guía onda rectangular (a) y en una guía Gap Waveguide (b).

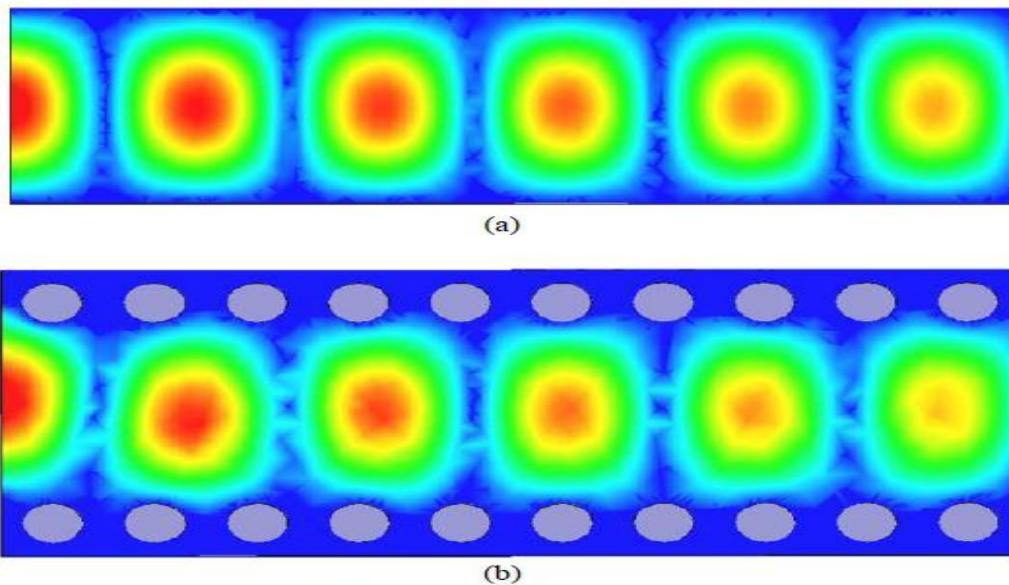


Figura 3.3.2 - Distribución del campo eléctrico del modo TE₁₀ en una guía onda rectangular (a) y en una guía Gap Waveguide (b).

3.2 Estructura Gap Waveguide

La altura de la estructura periódica '*bed of nails*' viene definida por la frecuencia de trabajo que estemos usando, como hemos mencionado anteriormente debe ser aproximadamente $\frac{\lambda}{4}$, para pasar de PEC a PMC . En este caso y como queremos realizar las comparaciones con la cavidad resonante rectangular del capítulo anterior, usaremos la misma frecuencia, $f_0 = 10$ GHz.

Con

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{10 \cdot 10^9} = 0.03 \text{ metros.}$$

$$\frac{\lambda}{4} = 0.0075 \text{ metros, es decir, 7.5 milímetros.}$$

Así, los valores del pin quedan de la siguiente forma:

Pin	7.5 mm
Gap	1 mm
Radio	1 mm

- Tabla 3.1 -

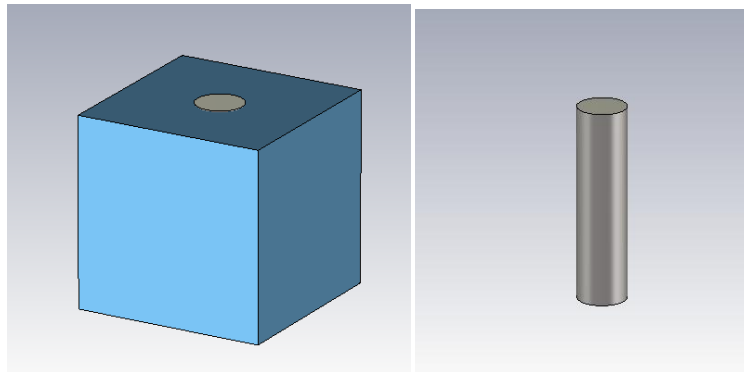


Figura 3.4 - Pin de la estructura periódica 'bed of nails'.

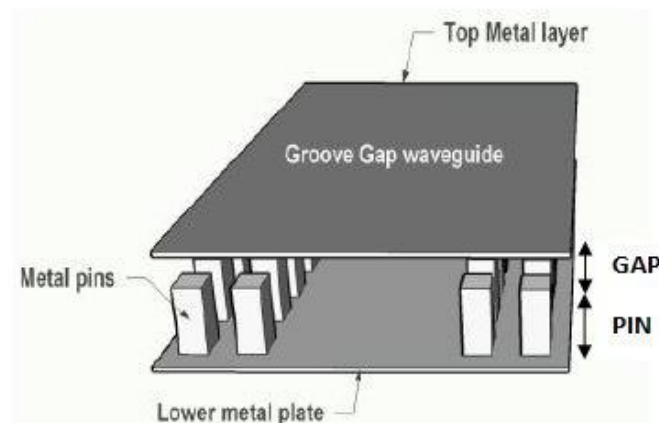


Figura 3.5 - Estructura genérica de la tecnología Groove Gap Waveguide.

Para este tamaño de pin (Figura3.4), calculamos su Diagrama de Dispersión para conocer el rango de frecuencias en el que no se propaga ningún modo.

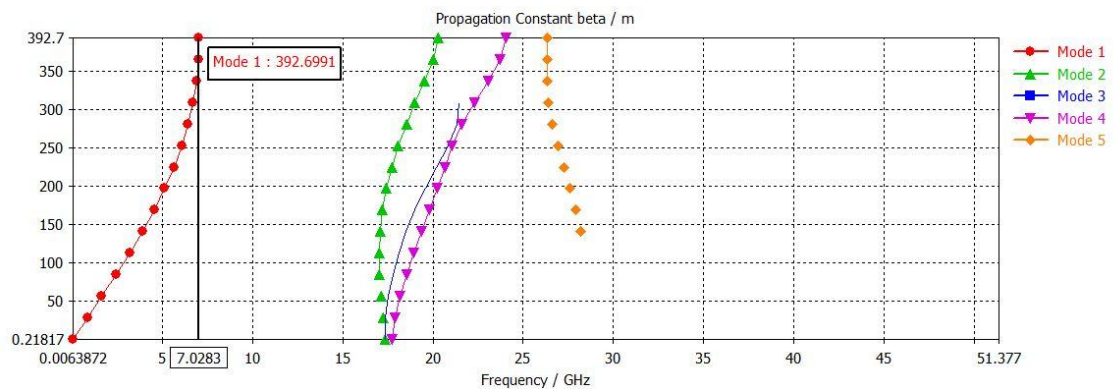


Figura 3.6.1 - Diagrama de dispersión para la estructura de pines con el valor de frecuencia a partir del cual no hay propagación.

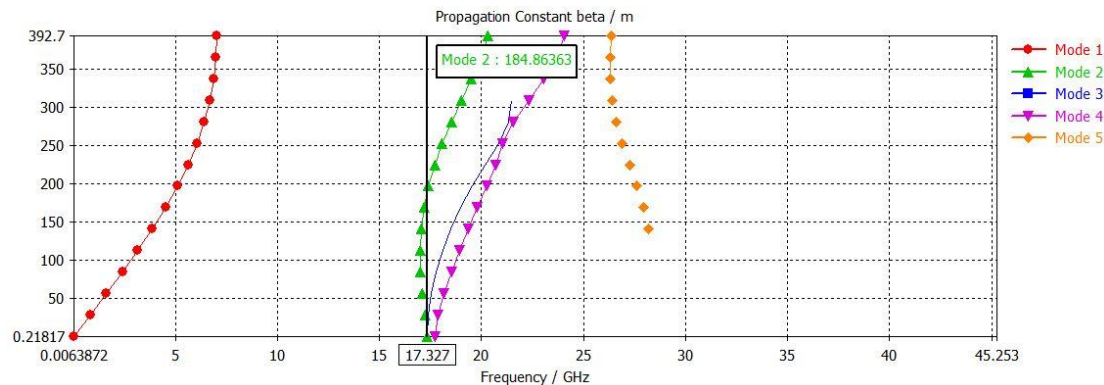


Figura 3.6.2 - Diagrama de dispersión para la estructura de pines con el valor de frecuencia a máximo, a partir del cual vuelve a existir propagación.

Se puede comprobar que la estructura '*bed of nails*' periódica, para las dimensiones del pin indicadas en la Tabla 3.1, el rango de frecuencias para los cuales no se propaga ningún modo van desde los 7.02 GHz hasta 17.32 GHz, teniendo la frecuencia de trabajo dentro de este rango. (Figura 3.6)

En vistas a futuras implementaciones físicas, se proponen reajustar estas dimensiones para que su fabricación sea más sencilla de realizar. Así cambiamos la altura del pin de 7.5 milímetros a 8 milímetros, manteniendo el resto de parámetros constantes.

Pin	8 mm
Gap	1 mm
Radio	1 mm

- Tabla 3.2 -

Para esta nueva altura del pin, se calcula de igual manera el diagrama de dispersión.

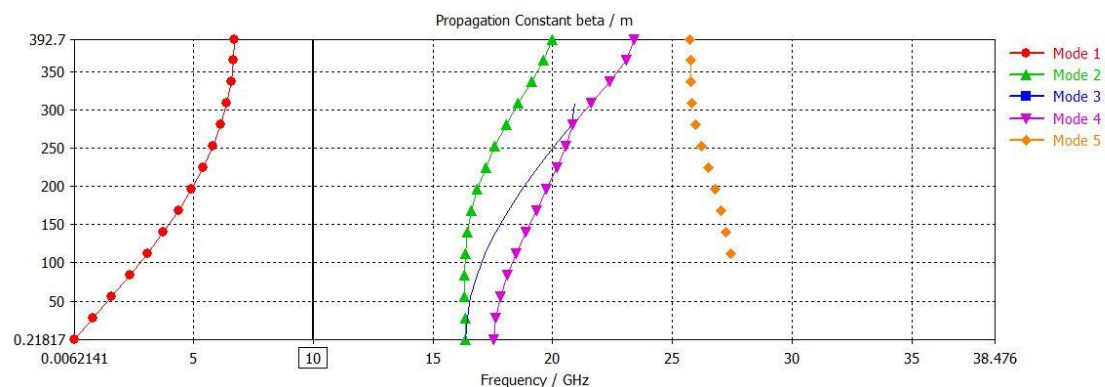


Figura 3.7 - Diagrama de dispersión para la estructura de pines con el valor de frecuencia mínimo y máximo, para los cuales no hay propagación.

La banda de trabajo se ha desplazado ligeramente, lo cual no afecta a nuestra frecuencia de trabajo de 10 GHz que se sigue situando en la banda donde no existe propagación. (Figura 3.7)

La anchura de esta banda de frecuencias donde no hay propagación, también llamada '*Stop band*', depende de la distancia entre ambas placa conductoras. A mayor distancia, mayor altura del pin y el gap, menor será esta banda de frecuencias.

3.2.1 Diseño de la estructura Groove Gap Waveguide utilizando la '*bed of nails*'

El siguiente paso será calcular la distribución de la estructura de pines '*bed of nails*', es decir, el número de pines, la separación y el número de filas. La separación entre pines, tanto longitudinalmente como transversalmente será fijada a 8 milímetros y el número de los mismos tantos hasta abarcar la longitud total de la guía, respetando la separación anteriormente indicada.

El parámetro más crítico es el número de filas de pines que se van a colocar a cada lado de la guía, ya que estos pines confinan el campo electromagnético e impiden que se propague fuera de la guía, es necesario guardar un equilibrio entre: Las filas necesarias para que el campo electromagnético propagado se atenúe lo suficiente para no interferir a las tecnologías adyacentes a la Gap Waveguide y las mínimas posibles para no aumentar innecesariamente el tamaño de la misma. (Figura 3.8)

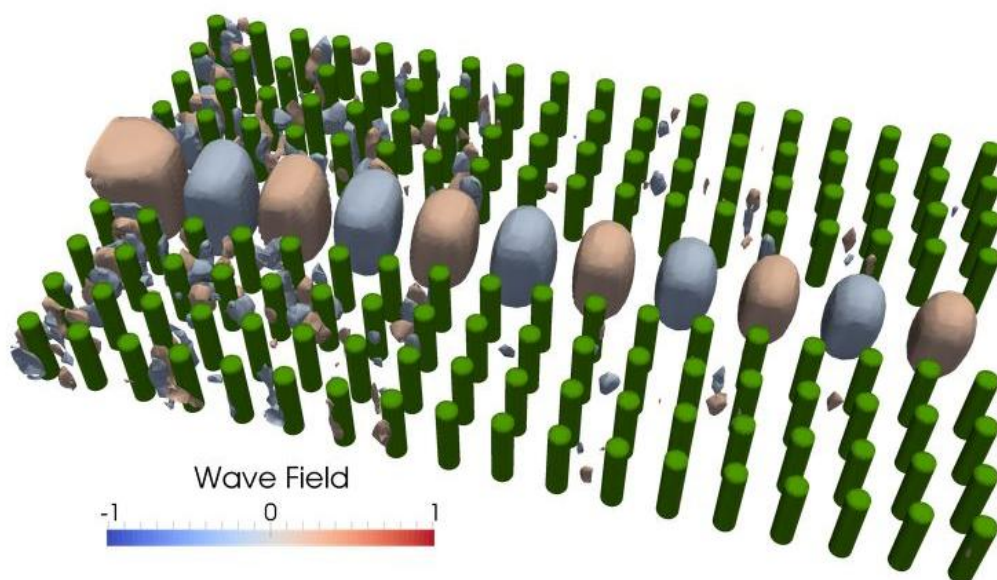


Figura 3.8 - Atenuación del campo electromagnético a lo largo de la guía producido por la estructura '*bed of nails*'.

Para determinar el número de filas de pines a cada lado de la guía compararemos las prestaciones variando el número. Se evaluará si para un máximo de tres filas de pines y para un mínimo de una fila se pueden conseguir prestaciones similares. Las dimensiones de la guía interior que actuará como cavidad resonante son las mismas que para la guía rectangular del capítulo anterior, así como la separación de las ranuras en su cara superior. (Figura 3.9)

Pin	8 mm
Gap	1 mm
Distancia entre pines	8 mm
Lado ancho apertura (a)	18 mm
Longitud (l)	$\frac{19 \cdot \lambda_g}{4}$

- Tabla 3.3 -

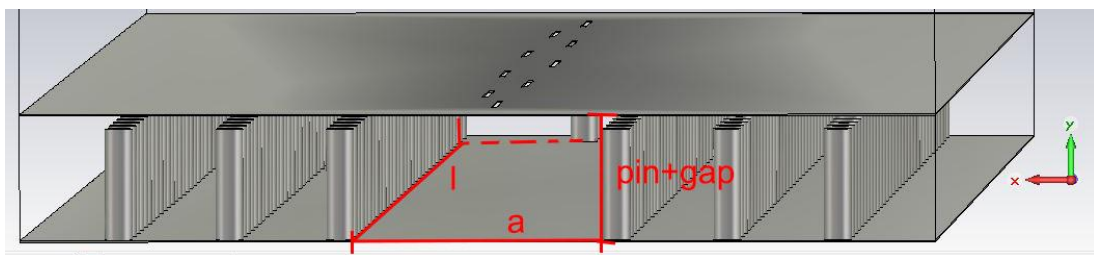


Figura 3.9 - Tecnología Groove Gap Waveguide indicando el tamaño de la sección transversal y la longitud de la ranura.

Para esta tecnología las paredes de la guía están formadas por filas de pines equiespaciados. Para crear la condición de cortocircuito al final de la misma se deberán añadir de la misma manera filas de pines, lo que hará que la estructura final tenga una longitud mayor. (Figura 3.10)

$$\text{Longitud total} = \text{Longitud guía} + N \cdot \text{periodo}$$

siendo N el número de filas necesarias para crear la condición de cortocircuito, en nuestro caso $N = 2$ y *periodo*, la distancia entre pines, de 8 milímetros.

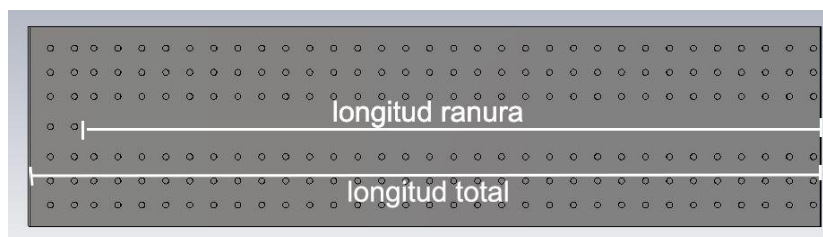


Figura 3.10 - Comparación de la longitud de la guía con la longitud total de la tecnología Groove Gap Waveguide.

3.2.1.1 Estructura periódica formada por tres filas de pines

En primer lugar se evaluarán las prestaciones de la estructura delimitada con tres filas de pines a ambos lados. Para ello se utilizan las mismas dimensiones y posiciones de las ranuras que con el caso de la guía rectangular convencional. (Figura 3.11)

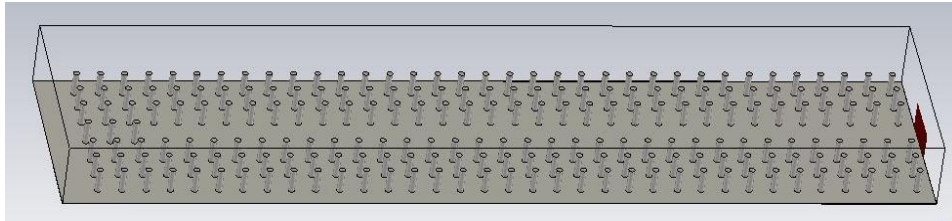


Figura 3.11.1 - Distribución de la estructura periódica de pines.

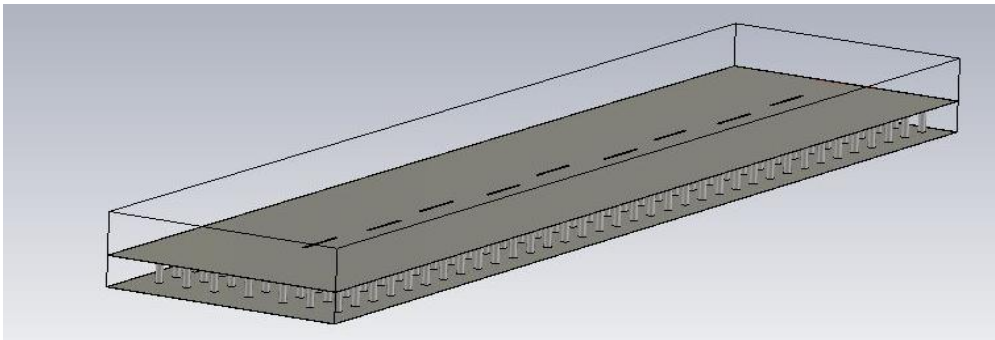


Figura 3.11.2 - Guía ranurada de tecnología Groove Gap Waveguide.

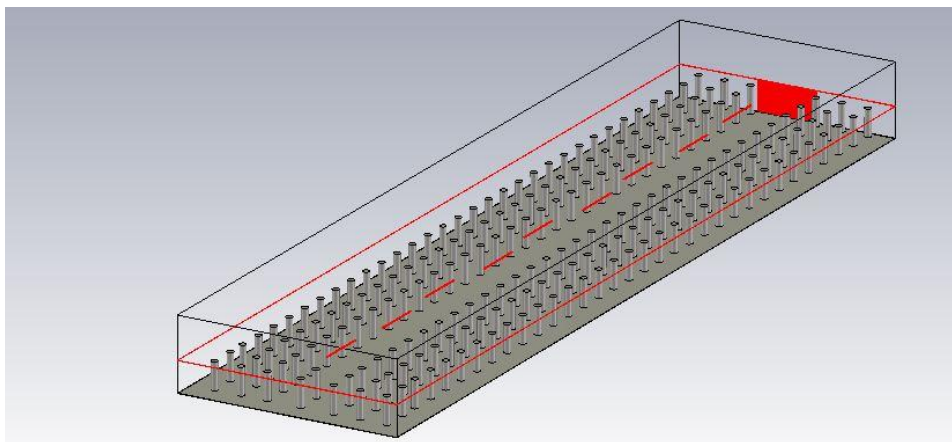


Figura 3.11.3 - Distribución de las filas de pines y de las ranuras.

1 Parámetro de reflexión $S_{1,1}$

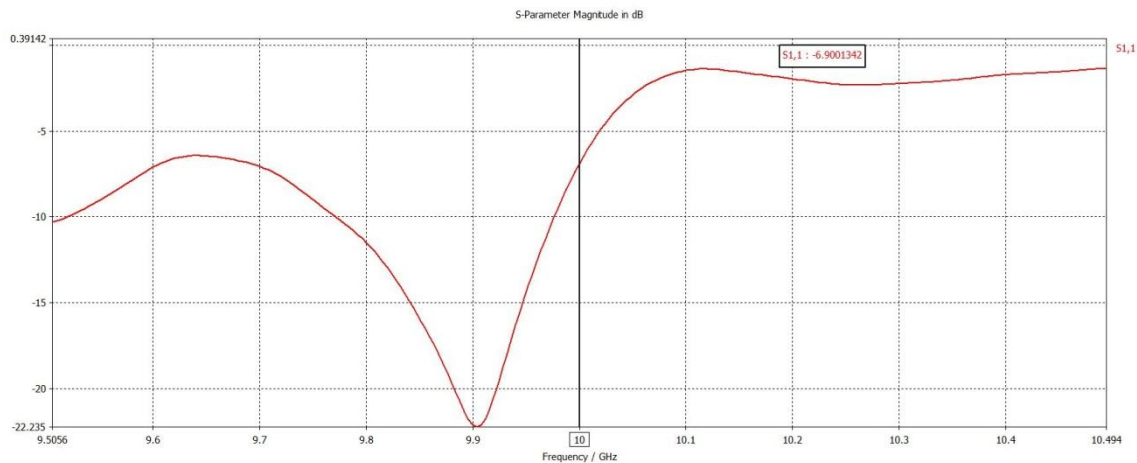


Figura 3.12 - Representación del parámetro de reflexión $S_{1,1}$ según la frecuencia para la Groove Gap Waveguide.

A 10 GHz, el valor del parámetro $S_{1,1}$, usando una estructura periódica de tres filas de pines a cada lado de la guía es de -6.9 dB, casi 10 dBs superior al valor que se obtenía con la guía onda rectangular. En la Figura 3.12 se puede ver claramente que la curva se ha desplazado hacia frecuencias inferiores, obteniéndose en estas unos buenos niveles de adaptación.

Guía rectangular	$S_{1,1} = -15.785$ dB
Groove Gap Waveguide	$S_{1,1} = -6.9$ dB

- Tabla 3.4 -

2 Diagrama de radiación

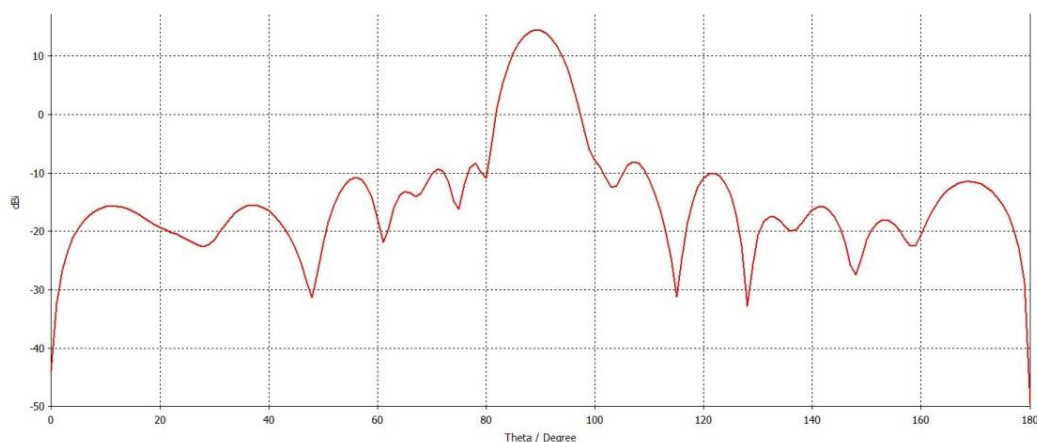


Figura 3.13.1 - Diagrama de radiación obtenido a 10 GHz para la tecnología Groove Gap Waveguide ranurada.

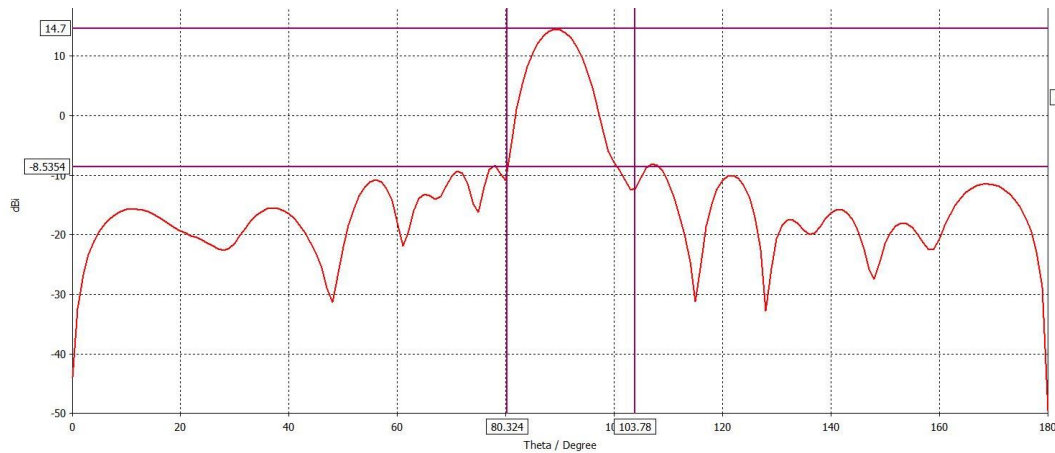


Figura 3.13.2 - Diagrama de radiación, con ejes de referencia mostrando los valores importantes, obtenido a partir de la simulación para la tecnología Groove Gap Waveguide ranurada.

Según el diagrama de radiación obtenido en la Figura 3.13, la relación lóbulo principal a secundario es de 23.235 dBs y una anchura de haz principal de 23.46°, más directiva que usando la tecnología de guía onda convencional.

	Guía rectangular	Groove Gap Waveguide
Relación lóbulo principal-secundario	16.319 dB	23.235 dB
Anchura de haz principal	19.725°	23.46°

- Tabla 3.5 -

3 Amplitud de la distribución de corriente en Voltios/metro, correspondiente a cada ranura.

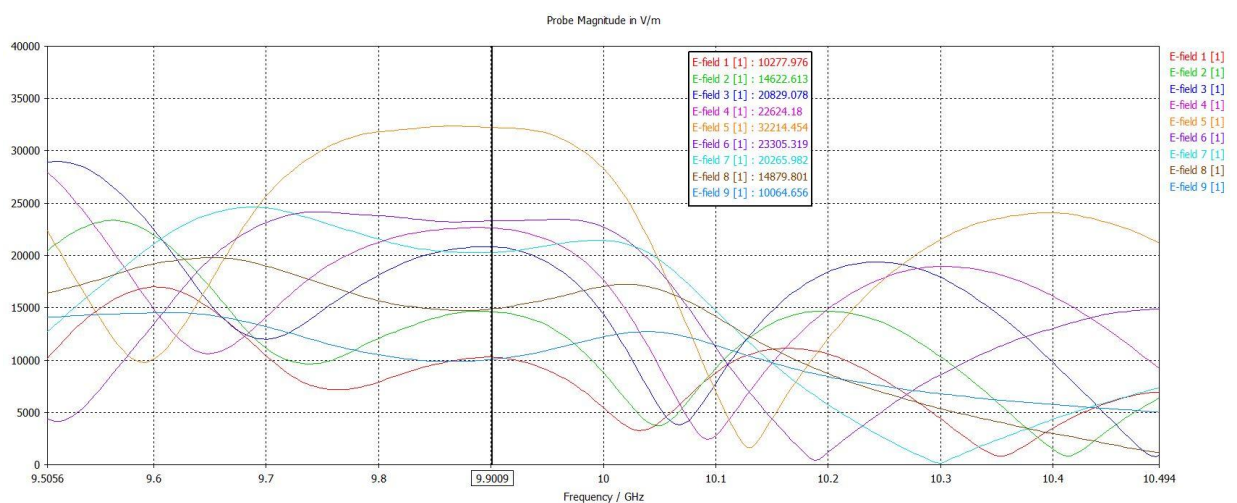


Figura 3.14 - Representación de los valores, en amplitud, de la distribución de corriente de cada ranura en función de la frecuencia.

Como se puede comprobar en las figuras anteriores, no se produce radiación a la frecuencia esperada, sino que la respuesta se ha desplazado hacia abajo en frecuencia. (Figura 3.14). Esto da lugar a que el diagrama de radiación no tenga el máximo apuntando a 90° y a que la antena no esté correctamente adaptada con un parámetro de reflexión menor a -10 dB.

Eso puede ocurrir porque las ranuras no estén correctamente alineadas con cada máximo de la onda estacionaria. Uno de los motivos puede ser que varíe la constante de propagación de la onda, β , a 10 GHz, al no estar utilizando una pared metálica sino una estructura periódica. Este parámetro se puede expresar gráficamente, mediante las curvas de dispersión. Estas curvas muestran la relación entre la frecuencia ω y la constante de propagación β para los diferentes modos posibles. En la Figura 3.15 se representa unas curvas de dispersión de una guía onda para un caso general.

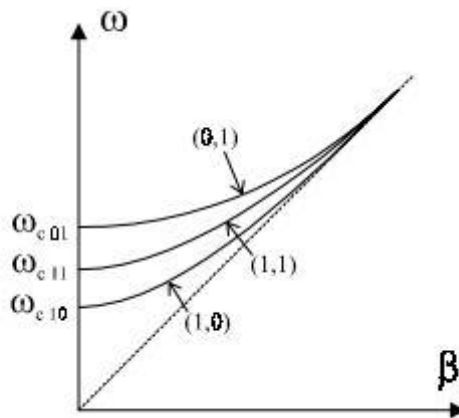


Figura 3.15 - Curvas de dispersión de una guía onda

El diagrama de dispersión comienza, para cada modo, en la frecuencia de corte ω_c . Para una frecuencia fijada, la velocidad de fase de un modo, velocidad a la cual la fase de cualquier componente en frecuencia de una onda se propaga, viene dada por:

$$vf = \frac{\omega}{\beta}$$

que coincide con la pendiente de la línea que une el origen con el punto del diagrama correspondiente al modo y a la frecuencia. La constante de propagación β , se relaciona con la longitud de onda mediante la siguiente fórmula:

$$\beta g = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda_g}$$

De la longitud de onda guiada λ_g dependerá la separación de las ranuras de la cara superior. Para calcular la λ_g en la tecnología Gap Waveguide se realizará la simulación sustituyendo la placa superior por otra de igual tamaño pero sin ranuras (ver Figura 3.16) y se evaluará el

campo electromagnético en un plano longitudinal en el centro de la guía, como se muestra en la Figura 3.17.

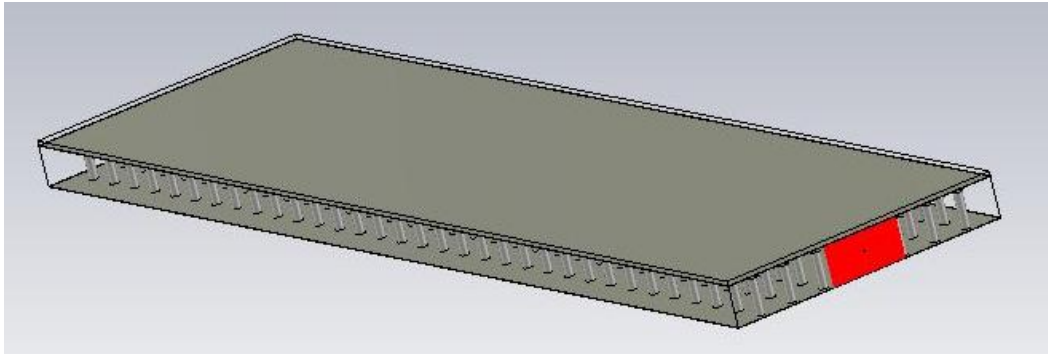


Figura 3.16 - Estructura para analizar el campo magnético en un plano longitudinal.

Al observar la representación del campo se puede apreciar que hay 10 máximos separados una distancia $\lambda_g/2$ de 25.79 milímetros, motivo por el que las nueve ranuras del plano superior no estaban alineadas en los máximos.

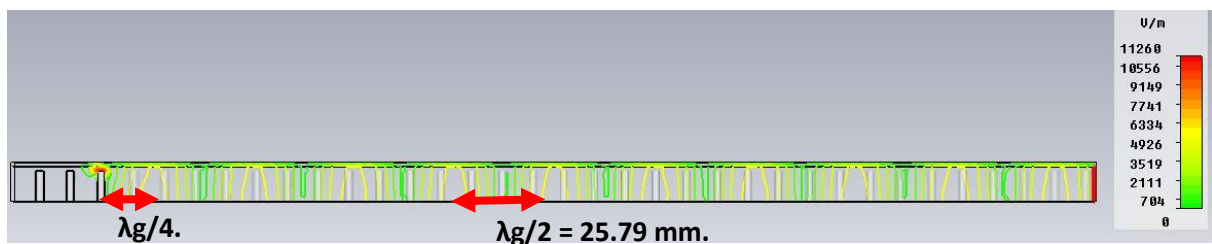


Figura 3.17 - Onda estacionaria en el plano longitudinal y la situación de sus máximos.

Si $\lambda_g/2 = 25.79$ milímetros, entonces $\lambda_g = 51.58$ milímetros.

Para este valor de λ_g , y sin modificar la longitud total de la guía, se recolocan las ranuras del PEC para que la primera esté a $\lambda_g/4$ del cortocircuito y siga habiendo entre ellas una separación de $\lambda_g/2$. (Figura 3.18)

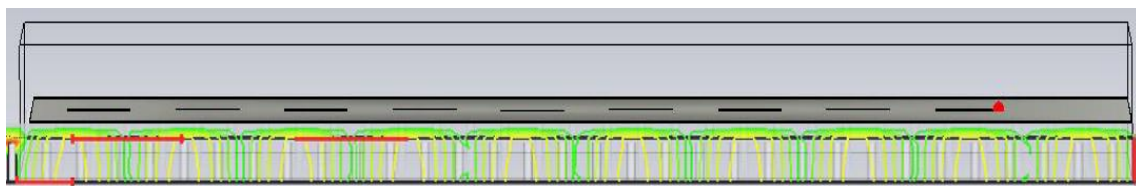


Figura 3.18 - Distribución de las ranuras tras situarlas en cada máximo de la onda estacionaria

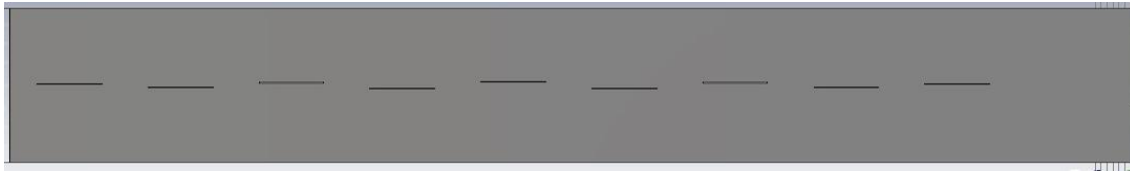


Figura 3.19 - Vista superior de la distribución de las ranuras.

De igual manera que se ha calculado la λ_g según la Figura 3.17, también se podría haber obtenido de forma aproximada, el valor de la constante de propagación β_g de la Groove Gap Waveguide calculando el diagrama de dispersión con CST.

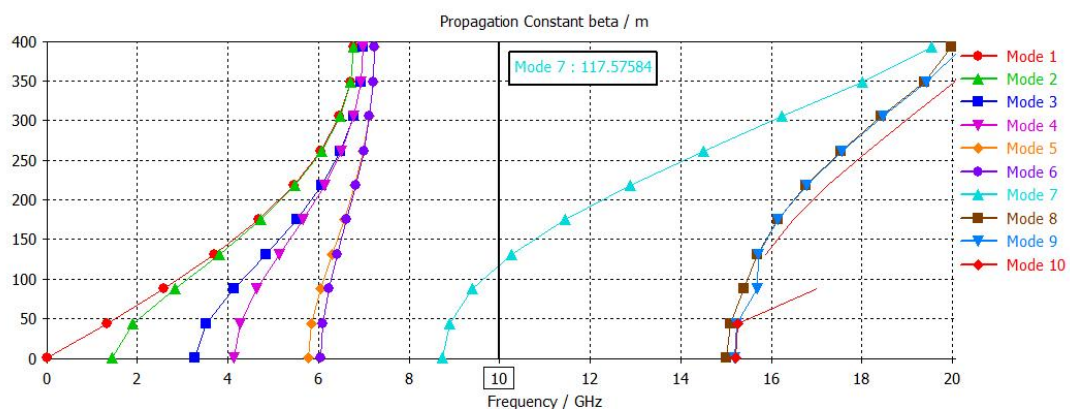


Figura 3.20 - Valor de la constante de propagación para la Groove Gap Waveguide con una 'bed of nails' de tres filas de pines.

Comparamos el valor de β_g de la Figura 3.20 con el que se obtiene para la guía rectangular ranurada del capítulo anterior, Figura 3.21.

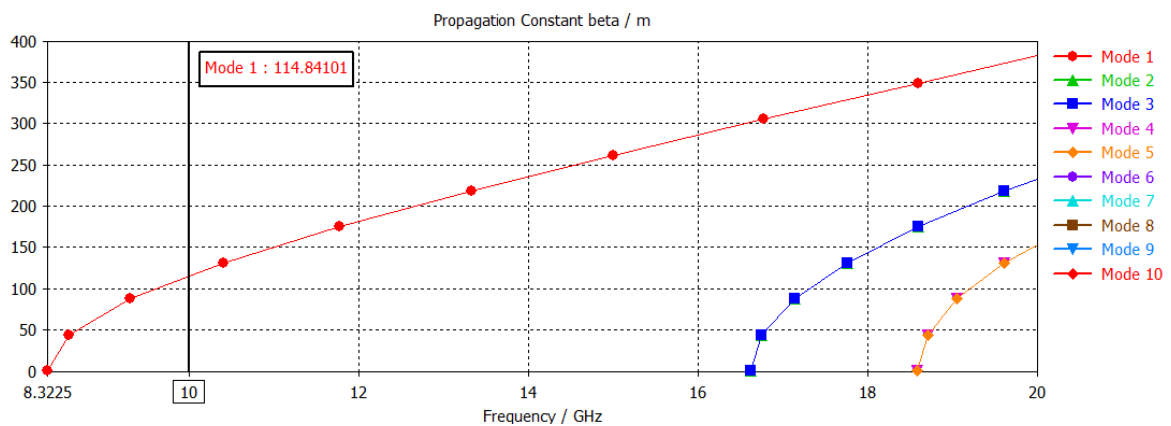


Figura 3.21 - Valor de la constante de propagación para la guía rectangular.

El valor de la constante de propagación para la tecnología Groove Gap Waveguide es mayor que para la guía onda rectangular. Como la longitud de onda depende de forma inversamente proporcional de la constante de propagación, se puede deducir que el valor de λ_g será menor en la Groove Gap Waveguide que en la guía onda rectangular, como obtuvimos a partir de la Figura 3.17.

Una vez distribuidas correctamente las ranuras, obtenemos los siguientes parámetros.

1 Amplitud de la distribución de corriente en Voltios/metro, correspondiente a cada ranura.

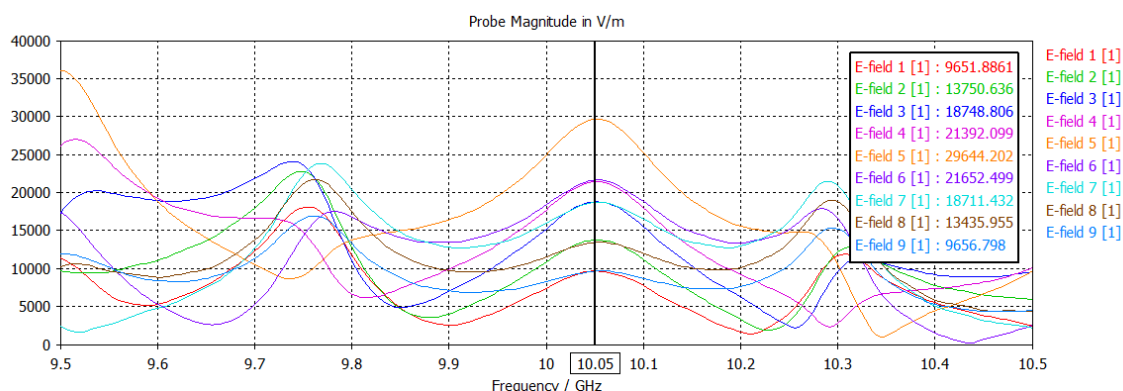


Figura 3.22 - Representación de los valores, en amplitud, de la distribución de corriente de cada ranura a 10.05 GHz.

Al igual que ocurría en la guía onda rectangular, se puede trabajar a una frecuencia mayor, para conseguir que la distribución de corriente de las ranuras sea lo más similar posible dos a dos. Este valor coincide con el punto en frecuencia, en el que las ranuras sufren menos desfase entre sí.

En la Figura 3.23 se muestra la fase de cada ranura en función de la frecuencia. Se pueden apreciar los valores para los cuales las ranuras sufren menos desfase, estos van aproximadamente desde los 10 GHz a los 10.10 GHz, siendo los 10.05 GHz el valor óptimo.

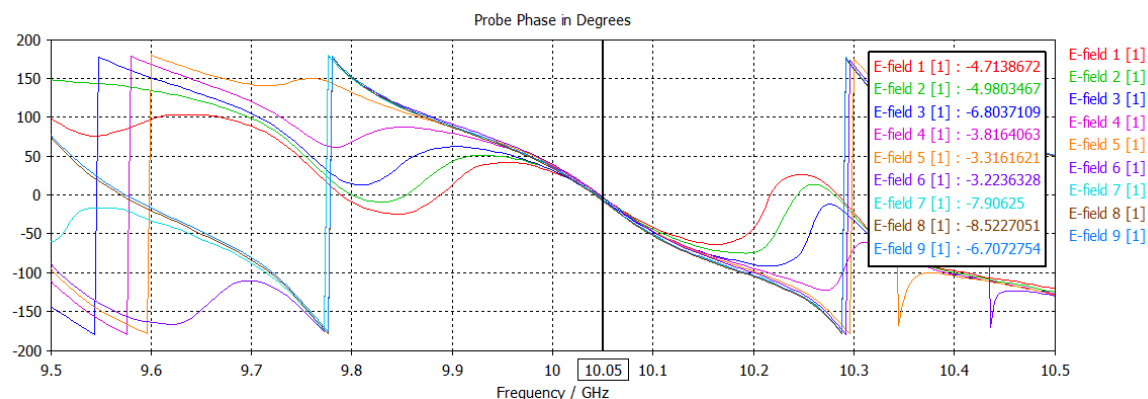


Figura 3.23 - Representación de los valores en fase, de la intensidad de corriente de cada ranura a 10.05 GHz.

Ranura	Amplitud (V/m)
#1	9651,8861
#2	13750,636
#3	18748,806
#4	21392,099
#5	29644,202
#6	21652,499
#7	18711,432
#8	13435,955
#9	9656,798

- Tabla 3.6 -

En la Tabla 3.7 compararemos la distribución de corriente de cada ranura, a 10.05 GHz para la Groove Gap Waveguide con respecto a la guía rectangular del capítulo anterior y la diferencia de sus valores normalizados.

Ranura	GROOVE GAP WAVEGUIDE		GUÍA ONDA RECTANGULAR		Diferencia entre los valores normalizados
	Amplitud (V/m)	Amplitud Normalizada	Amplitud (V/m)	Amplitud Normalizada	
#1	9651,8861	0,32559102	12572,378	0,37571981	0,05012879
#2	13750,636	0,46385583	14209,452	0,42464302	0,03921281
#3	18748,806	0,63246115	21957,444	0,65618825	0,0237271
#4	21392,099	0,72162843	30176,366	0,901807	0,18017857
#5	29644,202	1	33462,111	1	0
#6	21652,499	0,73041261	30127,597	0,90034956	0,16993695
#7	18711,432	0,63120039	21909,041	0,65474175	0,02354135
#8	13435,955	0,45324057	14130,033	0,42226962	0,03097095
#9	9656,798	0,32575672	12582,587	0,3760249	0,05026818

- Tabla 3.7 -

2. Parámetro de reflexión $S_{1,1}$

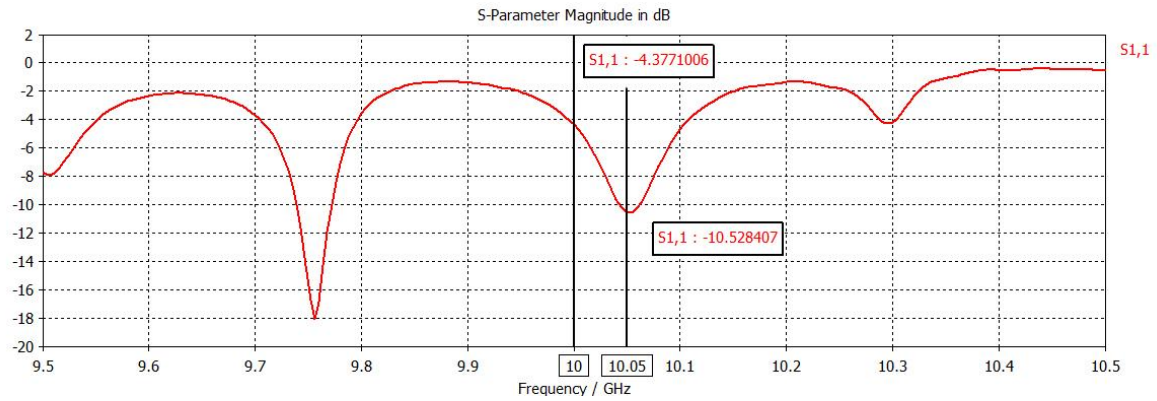


Figura 3.24 - Representación del parámetro de reflexión $S_{1,1}$ según la frecuencia.

Valor del parámetro de reflexión $S_{1,1}$ a 10 GHz: -4.37 dB.

Valor del parámetro de reflexión $S_{1,1}$ a 10.05 GHz: -10.528 dB.

3. Diagrama de radiación

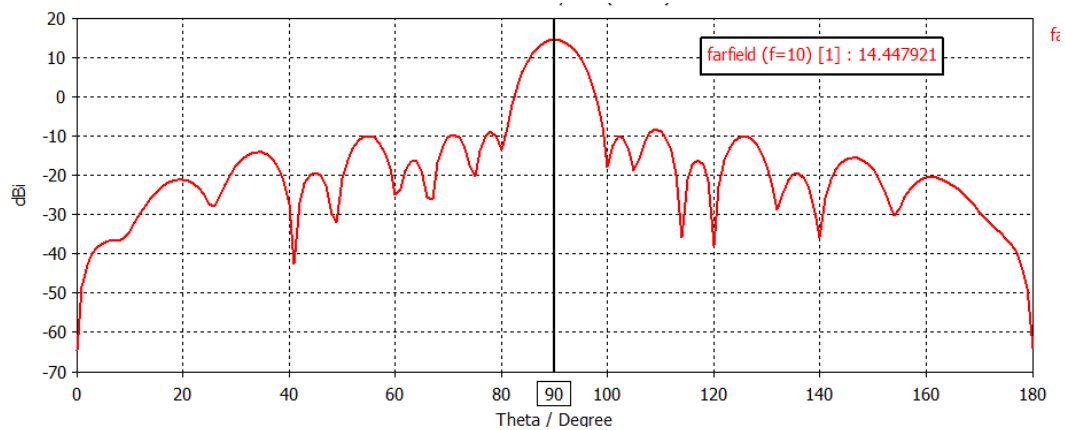


Figura 3.25.1 - Diagrama de radiación obtenido a partir de la simulación para la Groove Gap Waveguide ranurada a 10.05 GHz.

Analizamos la posición de los nulos y las amplitudes de los lóbulos principal y secundarios.

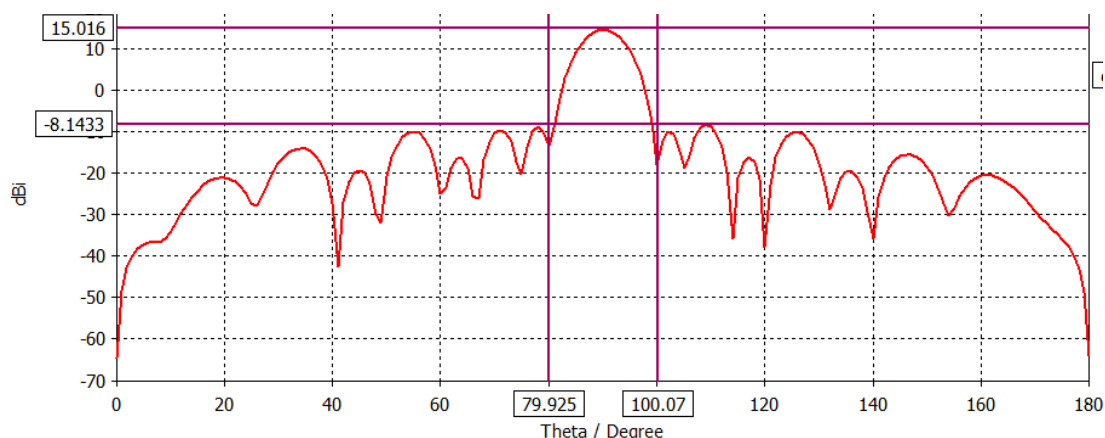


Figura 3.25.2 - Diagrama de radiación, con ejes de referencia mostrando los valores importantes, obtenido a partir de la simulación para la Groove Gap Waveguide.

Ancho de haz entre nulos = $100.07 + 79.925 = 20.149^\circ$

Amplitud lóbulo principal = 15.016 dB

Amplitud lóbulo secundario = -8.143 dB

Relación lóbulo principal-secundario (R) = $15.016 + 8.143 = 23.16$ dB

	Groove Gap Waveguide	Guía rectangular
Ancho de haz entre nulos	20.149°	19.752°
Relación lóbulo principal-secundario	23.16 dB	16.319 dB

- Tabla 3.8 -

El ligero aumento de la anchura de haz del lóbulo principal (Tabla 3.8) con respecto a la guía onda rectangular puede deberse a varios motivos, pero en especial a dos que trataremos a continuación.

- **Distancia entre elementos:** En una antena de array lineal, donde todos los elementos son iguales, la anchura de haz del lóbulo principal depende de la separación entre los mismos; cuanto menor sea la separación entre elementos, mayor será la anchura del lóbulo principal.

En nuestro caso, la separación entre elementos depende de la longitud de onda guiada, λ_g , que como se ha visto en la Figura 3.17, es de 51.58 milímetros para esta tecnología, menor que la empleada en la guía onda rectangular, la cual era de 54.3 milímetros.

$$\lambda_{g \text{ GAP Waveguide}} < \lambda_{g \text{ Guía rectangular}}$$

- **Uniformidad de la distribución de corriente en las ranuras:** Otro de los factores que afecta a la directividad de un array de elementos es cómo se comportan las distribuciones de corrientes de cada uno. A mayor uniformidad presente la distribución, menor será el ancho de haz del lóbulo principal.

Un array cuyos elementos tengan unas amplitudes totalmente uniformes dará lugar a una representación de un pulso rectangular, por el contrario, cuanto menos uniformes sean estas amplitudes, degenerarán hasta una representación en forma triangular. La representación de las amplitudes de la tecnología Gap Waveguide y de la Guía onda rectangular es la que se muestra en la Figura 3.26.

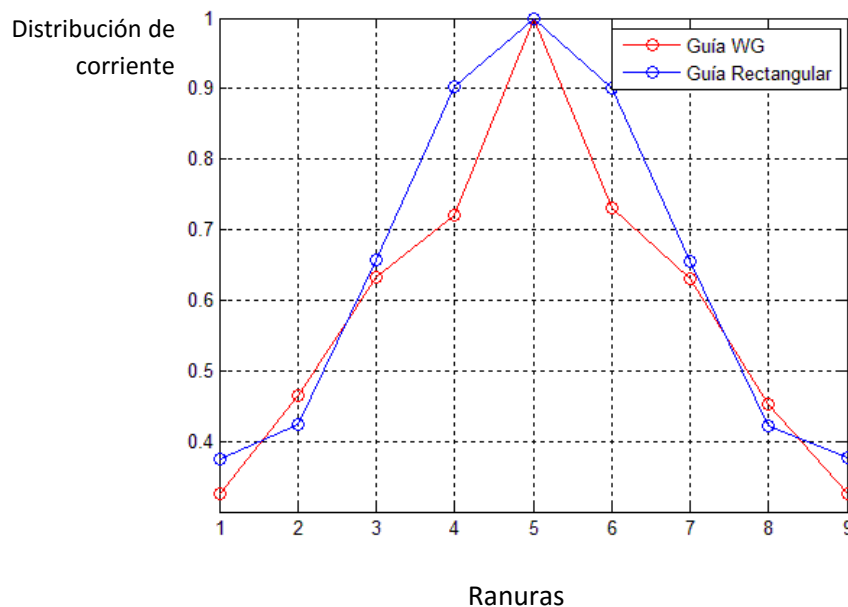


Figura 3.26 - Comparación de los valores simulados normalizados de la distribución de corriente de cada ranura para la guía onda rectangular y la Groove Gap Waveguide.

En la Figura 3.26 se muestran la distribución de corriente para cada elemento, que siguen ambas tecnologías y se puede observar que la gráfica para la guía rectangular es la más uniforme de las dos.

$$\text{Uniformidad corrientes}_{\text{GAP Waveguide}} < \text{Uniformidad corrientes}_{\text{Guía rectangular}}$$

El cambio de frecuencia de trabajo, de 10 GHz a 10.05 GHz no afecta al diagrama de radiación, que mantiene la anchura del haz principal y la relación del lóbulo principal a secundario, pero

si consigue una mejor adaptación reduciendo el valor del parámetro de reflexión $S_{1,1}$, como se puede comprobar en la Figura 3.24.

3.2.1.2 Estructura periódica formada por dos filas de pines

De igual manera que en el caso anterior, se puede calcular la λ_g de forma aproximada para ver cómo afecta la reducción de las filas de pines de la estructura periódica 'bed of nails'. (Figura 3.27)

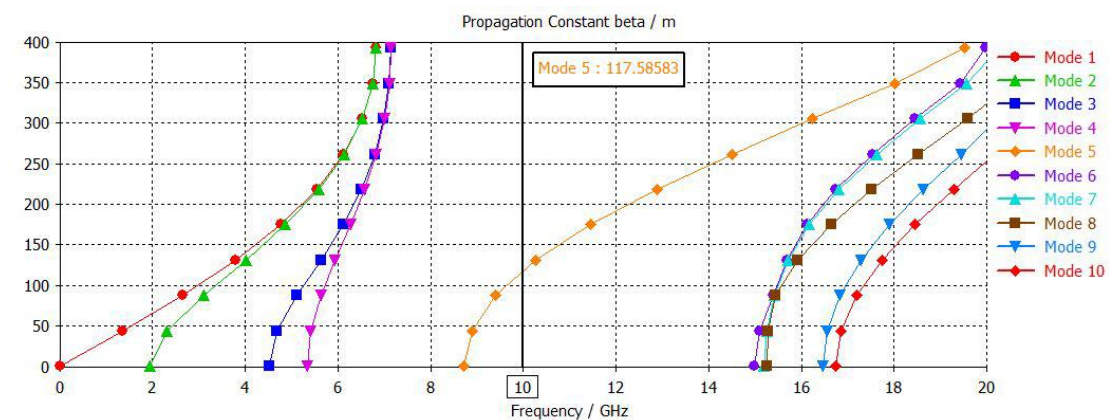


Figura 3.27 - Valor de la constante de propagación para la Groove Gap Waveguide con una 'bed of nails' de dos filas de pines.

El valor de β_g es prácticamente similar al caso anterior, por lo que se espera que las prestaciones sean similares que para el uso de tres filas de pines. Al igual que ocurre en la distribución con tres filas de pines, se puede trabajar a 10.05 GHz para conseguir que la distribución de corriente de las ranuras sea más similar dos a dos y obtener un mejor nivel de adaptación. Este valor coincide con el punto en frecuencia, en el que las ranuras sufren menos desfase entre sí.

1 Amplitud de la distribución de corriente en Voltios/metro, correspondiente a cada ranura.

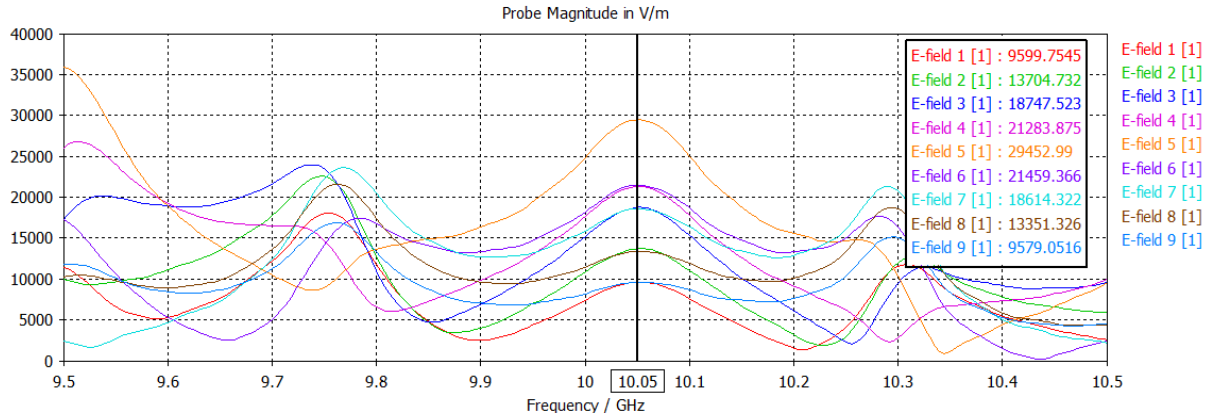


Figura 3.28 - Representación de los valores, en amplitud, de la distribución de corriente de cada ranura a 10.05 GHz.

Ranura	Amplitud (V/m)
#1	9599,7545
#2	13704,732
#3	18747,523
#4	21283,875
#5	29452,99
#6	21459,366
#7	18614,322
#8	13351,326
#9	9579,0516

- Tabla 3.9 -

En la Tabla 3.10 compararemos la distribución de corriente de cada ranura, a 10.05 GHz para la Groove Gap Waveguide con respecto a la guía rectangular del capítulo anterior y la diferencia de sus valores normalizados.

Ranura	SIMULACIÓN GAP WG		GUÍA ONDA RECTANGULAR		Diferencia entre los valores normalizados
	Amplitud (V/m)	Amplitud Normalizada	Amplitud (V/m)	Amplitud Normalizada	
#1	9599,7545	0,3259348	12572,378	0,37571981	0,04978501
#2	13704,732	0,46530868	14209,452	0,42464302	0,04066566
#3	18747,523	0,63652359	21957,444	0,65618825	0,01966466
#4	21283,875	0,72263886	30176,366	0,901807	0,17916815
#5	29452,99	1	33462,111	1	0
#6	21459,366	0,7285972	30127,597	0,90034956	0,17175236
#7	18614,322	0,6320011	21909,041	0,65474175	0,02274065
#8	13351,326	0,4533097	14130,033	0,42226962	0,03104007
#9	9579,0516	0,32523189	12582,587	0,3760249	0,05079301

- Tabla 3.10 -

2. Parámetro de reflexión $S_{1,1}$

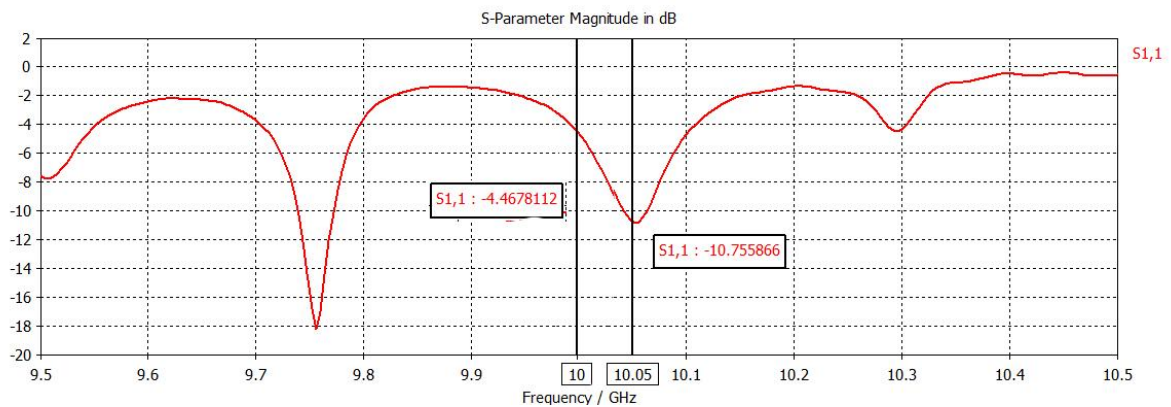


Figura 3.29 - Representación del parámetro de reflexión $S_{1,1}$ según la frecuencia.

Valor del parámetro de reflexión $S_{1,1}$ a 10 GHz: -4.467 dB.

Valor del parámetro de reflexión $S_{1,1}$ a 10.05 GHz: -10.755 dB.

3 Diagrama de radiación

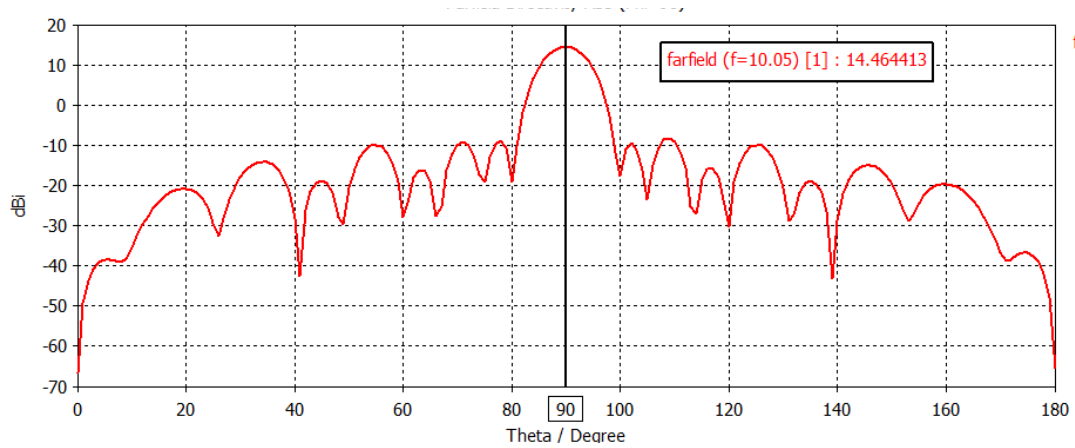


Figura 3.30.1 - Diagrama de radiación obtenido a partir de la simulación para la Groove Gap Waveguide ranurada a 10.05 GHz.

Analizamos la posición de los nulos y las amplitudes de los lóbulos principal y secundarios.

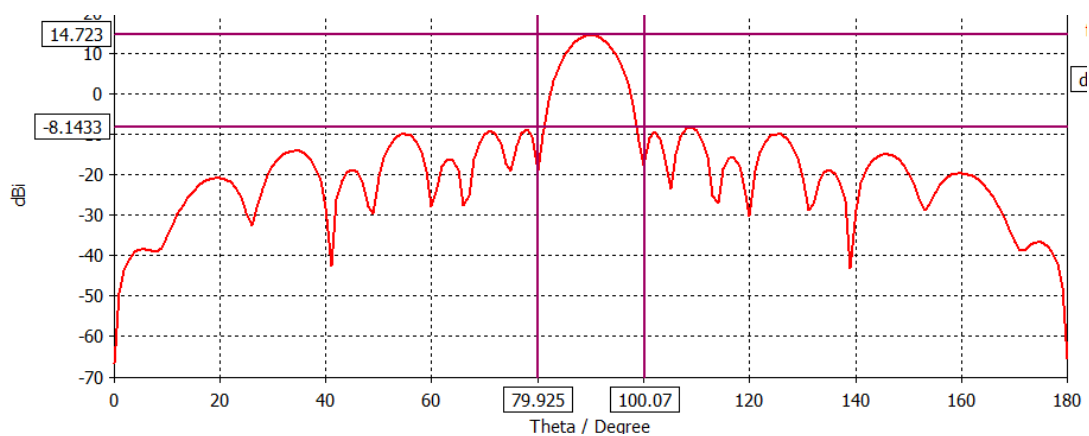


Figura 3.30.2 - Diagrama de radiación, con ejes de referencia mostrando los valores importantes, obtenido a partir de la simulación para la Groove Gap Waveguide.

Ancho de haz entre nulos = $100.07 + 79.925 = 20.149^\circ$

Amplitud lóbulo principal = 14.723 dB

Amplitud lóbulo secundario = -8.143 dB

Relación lóbulo principal-secundario (R) = $14.723 + 8.43 = 22.866$ dB

	Groove Gap Waveguide	Guía rectangular
Ancho de haz entre nulos	20.149°	19.752°
Relación lóbulo principal-secundario	22.866 dB	16.319 dB

- Tabla 3.11 -

3.2.1.3 Estructura periódica formada por una fila de pines

Para finalizar, estudiaremos el caso con una sola fila de pines. Al igual que en los casos anteriores, se puede calcular la λ_g de forma aproximada para ver cómo afecta la reducción de las filas de pines de la estructura periódica 'bed of nails'. (Figura 3.31)

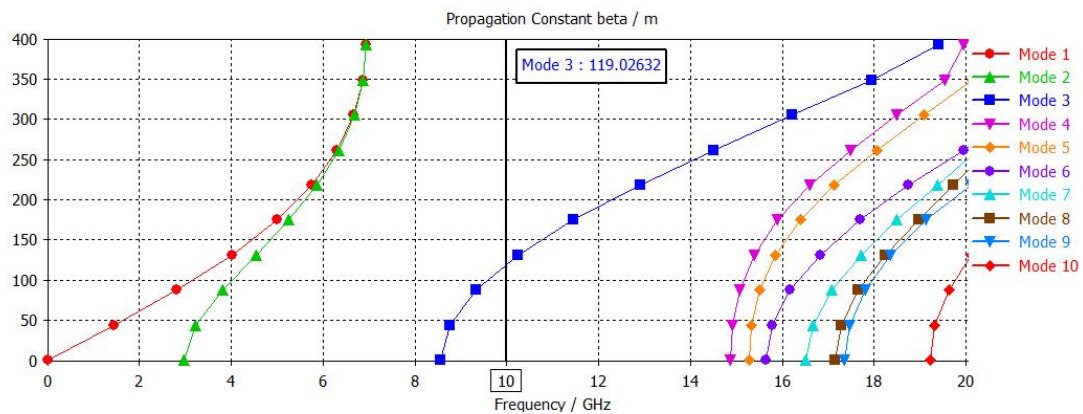


Figura 3.31 - Valor de la constante de propagación para la Groove Gap Waveguide con una 'bed of nails' de una fila de pines.

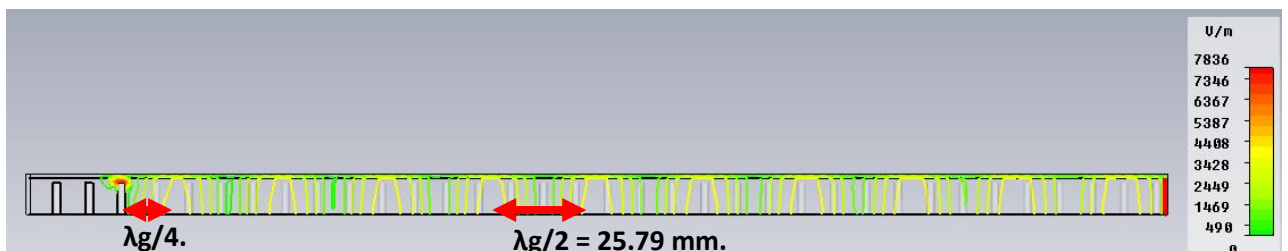


Figura 3.32 - Onda estacionaria en el plano longitudinal y la situación de sus máximos.

En este caso, con solo una fila de pines a ambos lados de la guía, el valor de β_g aumenta ligeramente, aunque la situación de los máximos de la onda estacionaria no varían con respecto al uso de tres y dos filas de pines (ver Figura 3.32) . A continuación comprobaremos cómo esa variación de β_g afecta a los resultados.

1 Amplitud de la distribución de corriente en Voltios/metro, correspondiente a cada ranura.

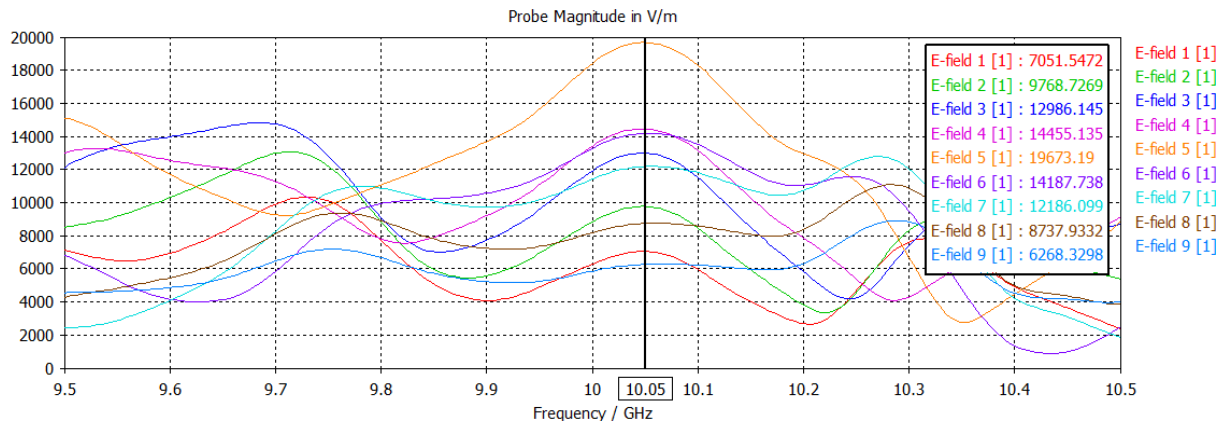


Figura 3.33 - Representación de los valores, en amplitud, de la intensidad de corriente de cada ranura a 10.05 GHz.

En este caso, con solo una fila de pines a cada lado, se observa en la Figura 3.33 que para la frecuencia de trabajo de 10 GHz no se dan los mejores resultados de amplitudes iguales dos a dos, como ocurría en los casos anteriores, esto se debe a que para esta distribución de pines, el rango donde las ranuras sufren menos desfase es menor que en el caso con dos y tres filas de pines, como se aprecia en la Figura 3.34.

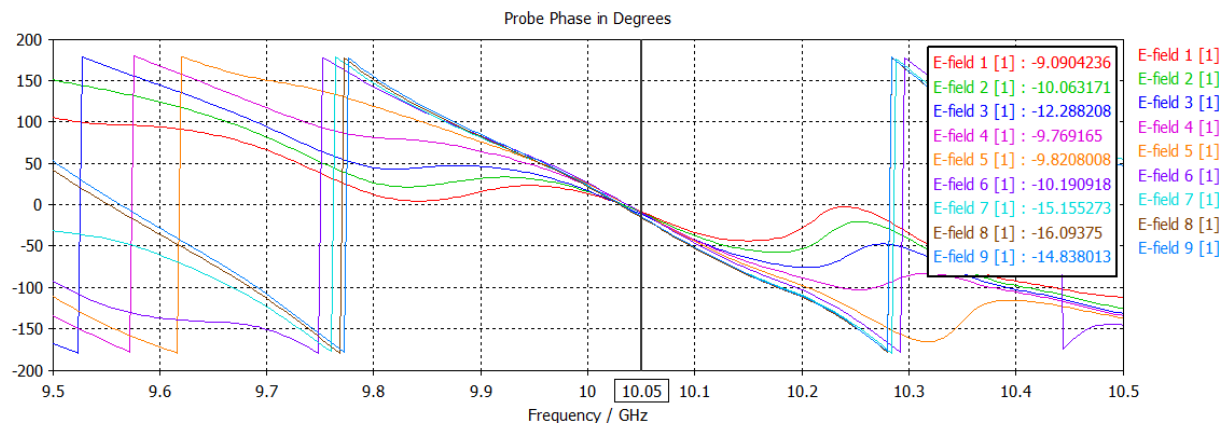


Figura 3.34 - Representación de los valores en fase, de la intensidad de corriente de cada ranura a 10.05 GHz.

Ranura	Amplitud (V/m)
#1	7051,5472
#2	9768,7269
#3	12986,145
#4	14455,135
#5	19673,19
#6	14187,738
#7	12186,099
#8	8737,9332
#9	6268,3298

- Tabla 3.12 -

En la Tabla 3.13 compararemos la distribución de corriente de cada ranura, a 10.05 GHz para la Groove Gap Waveguide con respecto a la guía rectangular del capítulo anterior y la diferencia de sus valores normalizados.

Ranura	GROOVE GAP WAVEGUIDE		GUÍA ONDA RECTANGULAR		Diferencia entre los valores normalizados
	Amplitud (V/m)	Amplitud Normalizada	Amplitud (V/m)	Amplitud Normalizada	
#1	7051,5472	0,35843436	12572,378	0,37571981	0,01728545
#2	9768,7269	0,49655022	14209,452	0,42464302	0,0719072
#3	12986,145	0,66009351	21957,444	0,65618825	0,00390526
#4	14455,135	0,73476315	30176,366	0,901807	0,16704385
#5	19673,19	1	33462,111	1	0
#6	14187,738	0,7211712	30127,597	0,90034956	0,17917836
#7	12186,099	0,61942669	21909,041	0,65474175	0,03531505
#8	8737,9332	0,44415436	14130,033	0,42226962	0,02188474
#9	6268,3298	0,31862295	12582,587	0,3760249	0,05740195

- Tabla 3.13 -

2 Parámetro de reflexión $S_{1,1}$

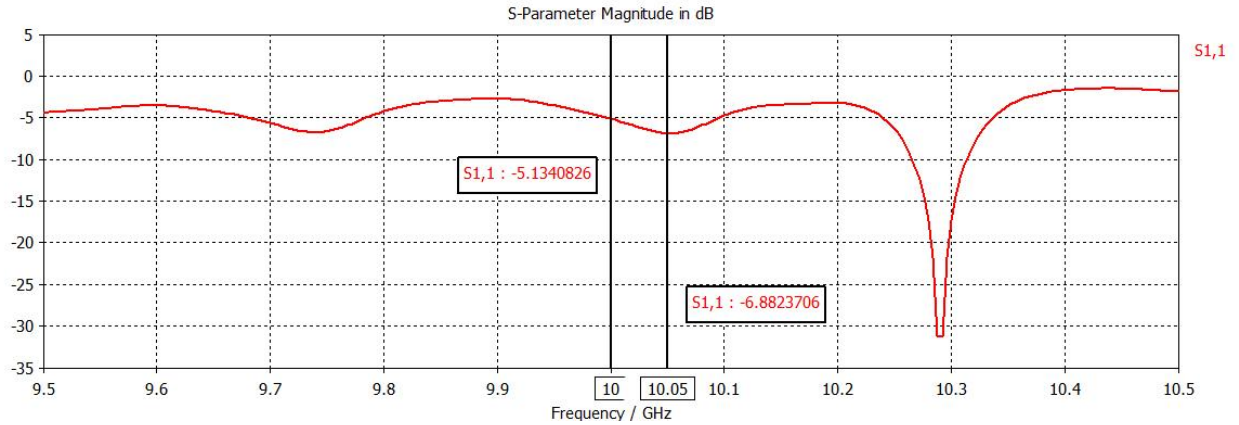


Figura 3.35 - Representación del parámetro de reflexión $S_{1,1}$ según la frecuencia.

Valor del parámetro de reflexión $S_{1,1}$ a 10 GHz: -5.13 dB.

Valor del parámetro de reflexión $S_{1,1}$ a 10.05 GHz: -6.88 dB.

Como se puede comprobar al observar la Figura 3.35, la adaptación de la antena se ha estropeado, tomando valores muy superiores a -10 dB, lo que demuestra que el uso de una sola fila de pines para la estructura periódica 'bed of nails' no es suficiente. A continuación se mostrarán los diagramas de radiación para este nivel de adaptación.

3 Diagrama de radiación

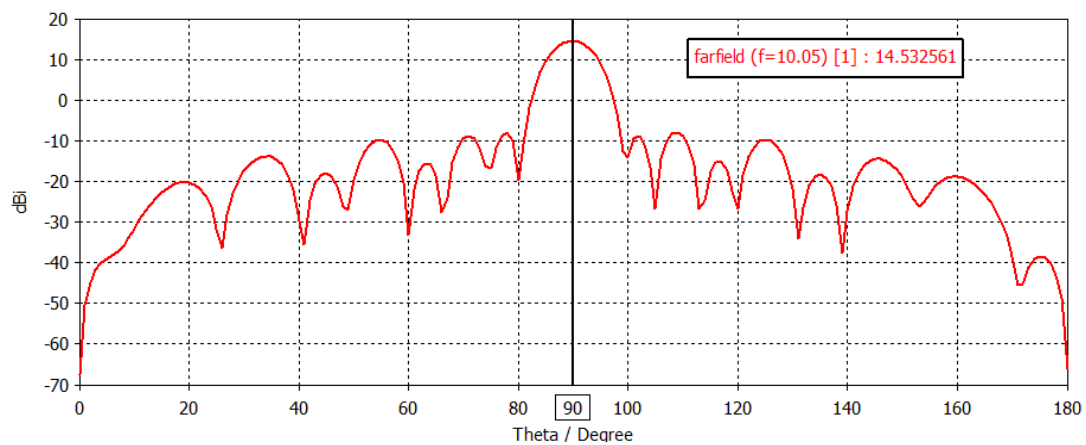


Figura 3.36.1 - Diagrama de radiación obtenido a partir de la simulación para la Groove Gap Waveguide ranurada a 10.05 GHz.

Analizamos la posición de los nulos y las amplitudes de los lóbulos principal y secundarios.

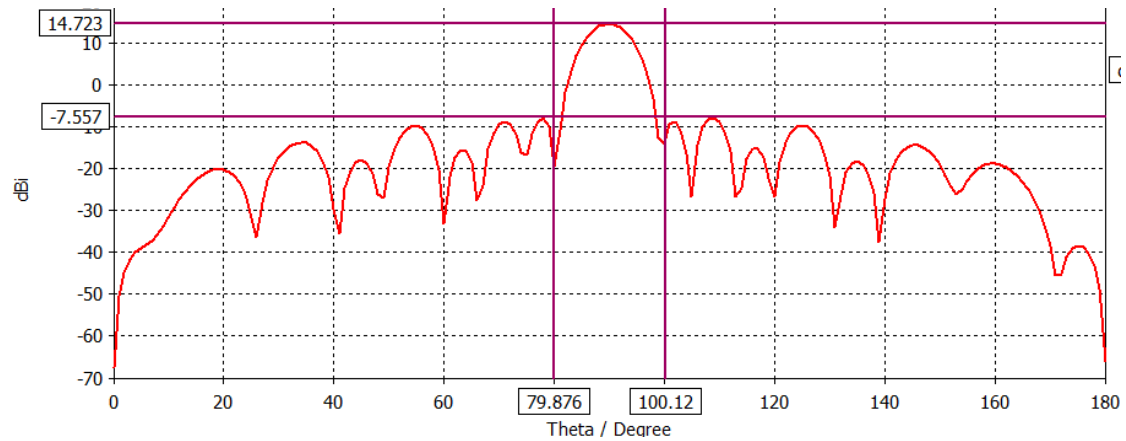


Figura 3.36.2 - Diagrama de radiación, con ejes de referencia mostrando los valores importantes, obtenido a partir de la simulación para la Groove Gap Waveguide.

Ancho de haz entre nulos = $100.12 + 79.876 = 20.247^\circ$

Amplitud lóbulo principal = 14.723 dB

Amplitud lóbulo secundario = -7.557 dB

Relación lóbulo principal-secundario (R) = $14.723 + 7.557 = 22.28$ dB

	Groove Gap Waveguide	Guía rectangular
Ancho de haz entre nulos	20.247°	19.752°
Relación lóbulo principal-secundario	22.28 dB	16.319 dB

- Tabla 3.14 -

Se compararán los resultados obtenidos tras la modificación de las filas de la estructura periódica 'bed of nails' de la tecnología Groove Gap Waveguide. (Tabla 3.15)

Estructura 'bed of nails'	Ancho de haz principal	Relación lóbulo principal-secundario	$S_{1,1}$ a 10.05 GHz (dB)
Tres filas	20.149°	23.16 dB	-10.528 dB
Dos filas	20.149°	22.866 dB	-10.755
Una fila	20.247°	22.28 dB	-6.88 dB

- Tabla 3.15 -

Al variar el número de filas de pines, los valores del ancho de haz del lóbulo principal y la relación de amplitudes del lóbulo principal a secundario no sufren cambios; la anchura de haz para los tres casos es prácticamente la misma, variando menos de 0.1° , y la relación lóbulo principal a secundario disminuye poco mas de 1 dB entre el mejor y el peor caso.

Donde se aprecian cambios significativos al variar el número de filas de la estructura '*bed of nails*' es en la adaptación. Para tres y dos filas el parámetro $S_{1,1}$ se mantiene en un valor inferior a los -10 dB, valor máximo requerido para tener una buena adaptación en este tipo de antenas, pero al reducir la estructura hasta usar una única fila de pines se obtiene un peor nivel de adaptación, llegando a ser superior a -6 dBs.

A la vista de estos resultados, se podrá diseñar una antena que esté delimitada por dos o más filas de pines para así conseguir unos niveles adecuados de adaptación a la frecuencia de trabajo.

A continuación compararemos estos resultados con los obtenidos en la guía onda rectangular ranurada.

Tecnología	Ancho de haz principal	Relación lóbulo principal - secundario	$S_{1,1}$ a 10.05 GHz (dB)
Guía rectangular	19.752°	16.319 dB	-16.608 dB
Groove Gap Waveguide	20.149°	22.866 dB	-10.755 dB

- Tabla 3.16 -

Con la Groove Gap Waveguide se consiguen unos valores de anchura de haz principal y relación lóbulo principal a secundario más similares a los que se obtenían teóricamente mediante los polinomios de Chebyshev, esto se debe a que para esta tecnología no se producen los lóbulos secundarios de amplitud tan elevada que se daban en la guía onda rectangular y que nos limitaban el valor. Probablemente debido a que en el caso de la guía Groove Gap Waveguide las ranuras están un poco más cerca unas de otras al haber disminuido el valor de λ_g . Por el contrario, la adaptación empeora, aumentando el valor de reflexión en 6 dB, hasta los -10.75 dB, valor que sigue estando dentro de lo aceptable, aunque parece que es una antena de banda más estrecha.

A continuación se muestran las gráficas comparativas del parámetro $S_{1,1}$ (Figura 3.37) y del diagrama de radiación (Figura 3.38) para la guía onda rectangular ranurada (Curva verde) y la Groove Gap Waveguide (Curva roja) para la frecuencia de 10.05 GHz.

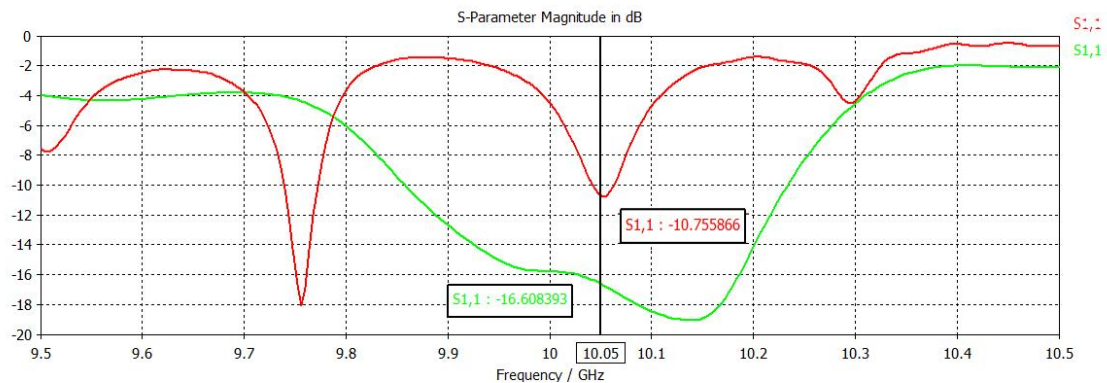


Figura 3.37 - Variación del parámetro $S_{1,1}$ en función de la frecuencia para la guía rectangular y la Groove Gap Waveguide con una 'bed of nails' de dos filas de pines.

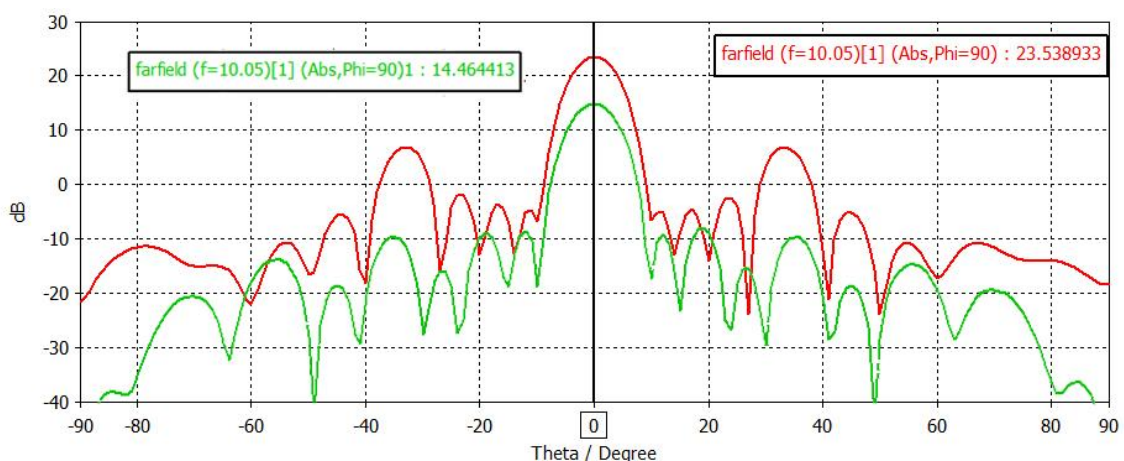


Figura 3.38 - Comparación de los diagramas de radiación obtenidos a 10.05 GHz para la guía rectangular y la Groove Gap Waveguide con una 'bed of nails' de dos filas de pines.

3.3 Transición coaxial-guía de onda

Para alimentar la antena Groove Gap Waveguide se empleará un conector de tipo coaxial que realice la transición entre la señal de excitación y la tecnología Gap Waveguide (Figura 3.39); esta transición debe cumplir buenas condiciones de adaptación para conseguir que la mayor parte de la potencia sea suministrada a la guía y garantizar un nivel de pérdidas aceptable. A través del coaxial se propaga un modo TEM cuya impedancia de entrada debe de ser de 50 Ω .

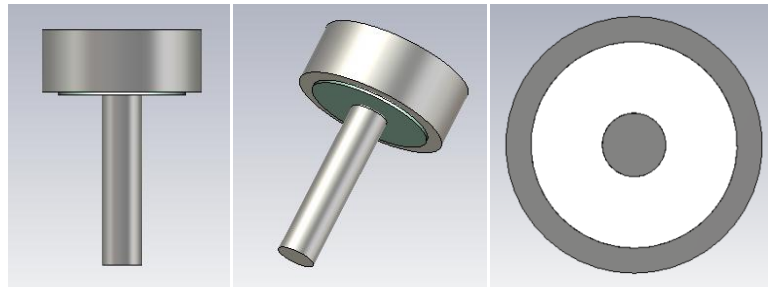


Figura 3.39 - Simulación de la transición coaxial-Groove Gap Waveguide.



Figura 3.40 - Conector SMA

El conector coaxial que utilizaremos se conoce como Conector SMA, formado por una estructura metálica exterior de radio 5.1 milímetros, un aislante interior de material teflón, de radio 4.21 milímetros, el cual se inserta en la placa de metal de la guía para evitar pérdidas y un pin metálico central de radio 1.27 milímetros y altura variable con el fin de conseguir unos valores de adaptación aceptables. (Figura 3.40)

El conector se insertará en el eje central de uno de los planos conductores de la Groove Gap Waveguide. El pin metálico del conector actuará como puerto de entrada de nuestra antena y para tener niveles mínimos de reflexión debe estar a una distancia de $\lambda_g/4$ del cortocircuito que colocaremos al comienzo de la guía, similar al que se usa para cerrar la Groove Gap Waveguide en su terminación.

Para realizar los cálculos de adaptación del conector lo insertaremos en una estructura similar a la Groove Gap Waveguide, formada por una guía delimitada por filas de pines separados la misma distancia. (Figura 3.41)

Los problemas que pueden surgir al usar un conector de tipo coaxial es que no esté correctamente insertado en la estructura y aparezcan pequeñas zonas al aire, o que se realicen soldaduras de mala calidad que causen una influencia negativa en los resultados.

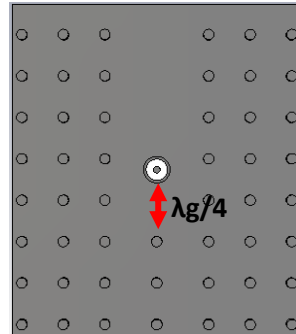


Figura 3.41 - Estructura empleada para analizar la adaptación de la transición coaxial-Groove Gap Waveguide

En unos primeros cálculos se coloca el conector en la placa superior y se varía la profundidad del pin metálico interior con el fin de optimizar los valores de adaptación a la frecuencia de 10.05 GHz. La distancia de inserción del pin hará variar la frecuencia a la que la transición provoca una menor reflexión.(Figura 3.43)

La profundidad del pin en la guía se fija a un valor ligeramente superior a la mitad de la longitud cara estrecha de la guía, esto es

$$\text{Profundidad pin coaxial} = \frac{\text{Altura pin} + \text{Altura gap}}{2} + 0.7 = \frac{9}{2} + 0.7 = 5.2 \text{ milímetros}$$

Para estas dimensiones del pin se obtienen los siguientes niveles de adaptación:

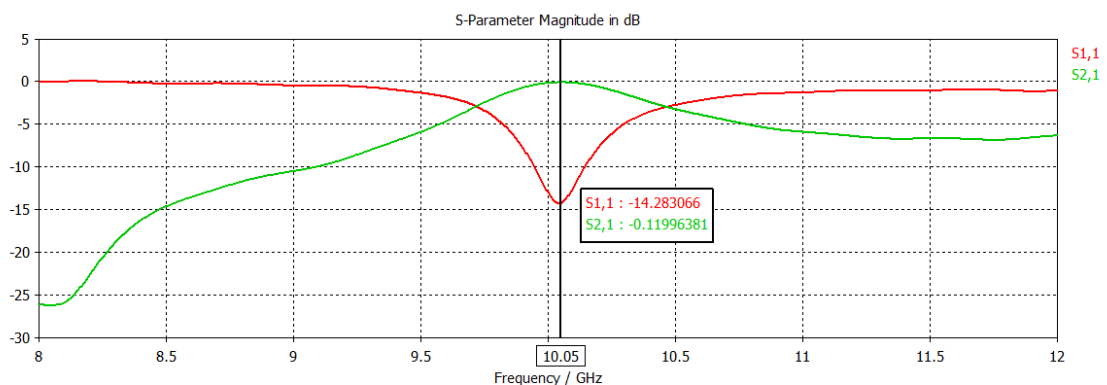


Figura 3.42 -Valores de los parámetros de reflexión ($S_{1,1}$) y transmisión ($S_{2,1}$) en función de la frecuencia.

$S_{1,1}$: Valor de reflexión, a 10.05 GHz de -14.283 dB.

$S_{2,1}$: Valor de transmisión a 10.05 GHz de -0.119 dB.

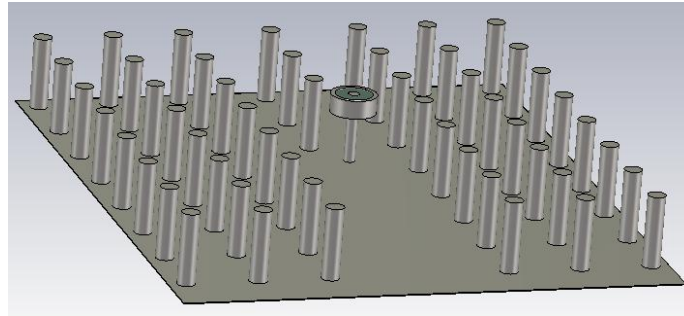


Figura 3.43 - Posición de la transición coaxial-Groove Gap Waveguide, en la cara superior de la guía.

Con el mismo tamaño de conector coaxial se coloca en la placa inferior de la estructura y se vuelven a medir los niveles de adaptación que se tienen a la frecuencia de trabajo.(ver Figura 3.45)

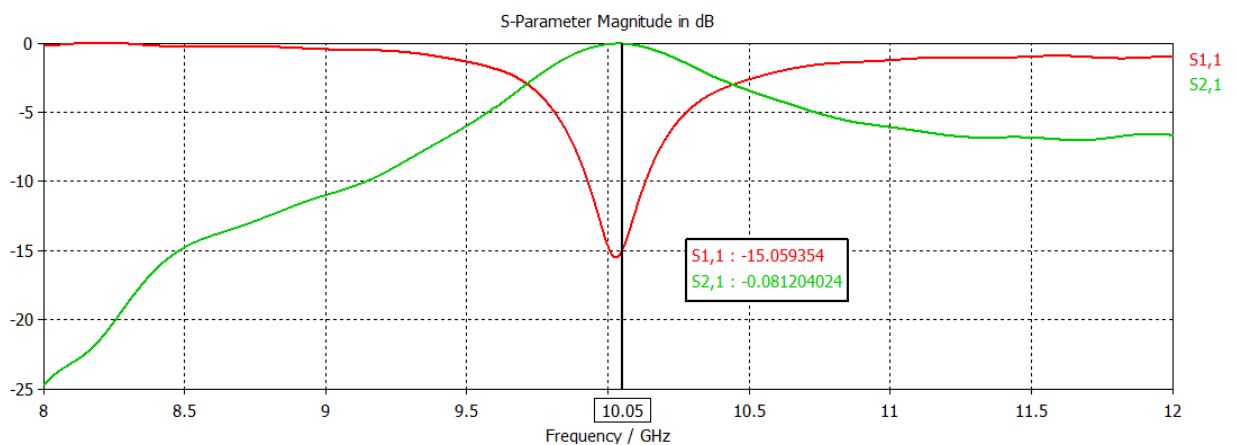


Figura 3.44 - Valores de los parámetros de reflexión ($S_{1,1}$) y transmisión ($S_{2,1}$) en función de la frecuencia.

$S_{1,1}$: Valor de reflexión, a 10.05 GHz de -15.059 dB.

$S_{2,1}$: Valor de transmisión a 10.05 GHz de -0.081 dB.

Se obtienen mejores resultados que en el caso anterior y además así el conector no estará en la cara radiante (la zona donde están las ranuras que radian) y de esta manera no afectará al diagrama de radiación, por lo que se usará el conector coaxial en esta posición.

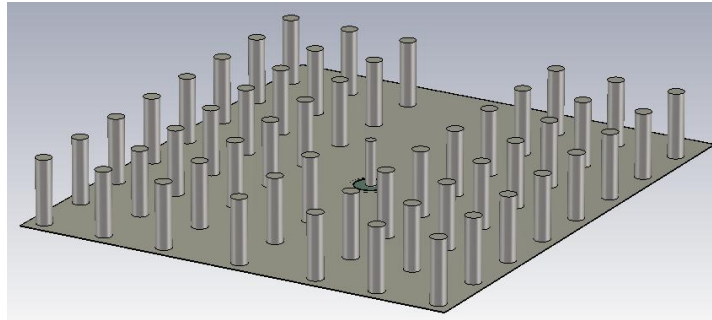


Figura 3.45.1 - Posición de la transición coaxial-Groove Gap Waveguide, en la cara inferior de la guía

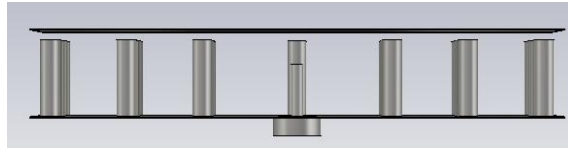


Figura 3.45.2 -Vista frontal de la estructura con la transición coaxial-Groove Gap Waveguide, en la cara inferior de la guía.

3.3.1 Diseño completo

En el punto anterior se utilizaba una tecnología auxiliar para evaluar las prestaciones del conector coaxial; ahora se procederá a incluirlo directamente en nuestra Groove Gap Waveguide para comparar los resultados (ver Figura 3.46). A la vista de las buenas condiciones de adaptación que presentaba la transición coaxial-Groove Gap Waveguide, se comparará únicamente con la tecnología cuya estructura periódica '*bed of nails*' está compuesta por tres filas de pines a cada lado de la guía.

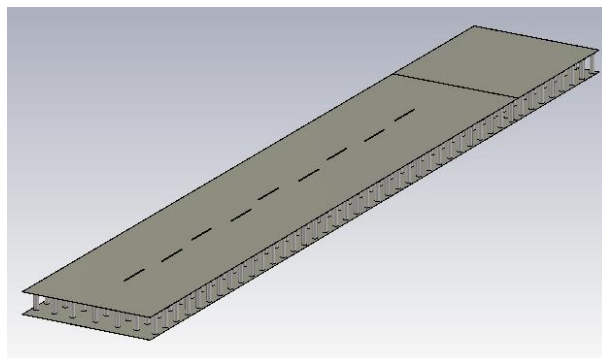


Figura 3.46.1 - Diseño completo de la Groove Gap Waveguide con transición coaxial-Groove Gap Waveguide.

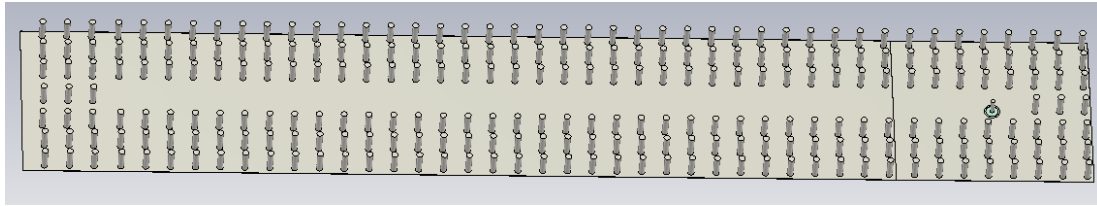


Figura 3.46.2 -Estructura periódica 'bed of nails' de tres filas de pines del diseño completo de la Groove Gap Waveguide.

Los resultados de la estructura completa son los siguientes.

1 Amplitud de la distribución de corriente en Voltios/metro, correspondiente a cada ranura.

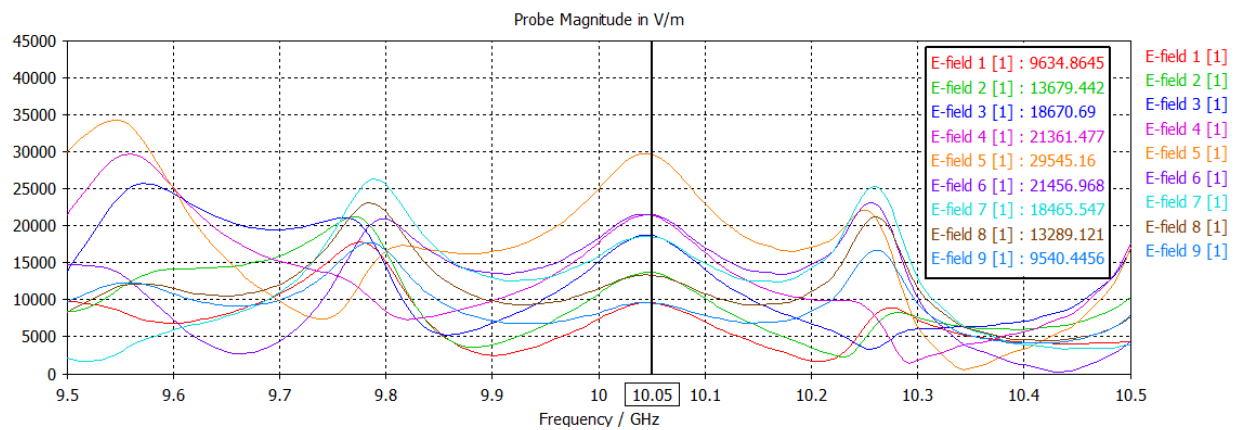


Figura 3.47 - Representación de los valores, en amplitud, de la distribución de corriente de cada ranura a 10.05 GHz.

Ranura	Amplitud (V/m)
#1	9634,8645
#2	13679,442
#3	18670,69
#4	21361,477
#5	29545,19
#6	21456,968
#7	18465,547
#8	13289,121
#9	9540,4456

- Tabla 3.17 -

En la Tabla 3.18 compararemos la distribución de corriente de cada ranura, a 10.05 GHz para la Groove Gap Waveguide con conector coaxial y sin él y la diferencia de sus valores normalizados.

Ranura	GROOVE GAP WAVEGUIDE CON PUERTO IDEAL		GROOVE GAP WAVEGUIDE CON CONECTOR COAXIAL		Diferencia entre los valores normalizados
	Amplitud (V/m)	Amplitud Normalizada	Amplitud (V/m)	Amplitud Normalizada	
#1	9651,8861	0,32559102	9634,8645	0,32610603	0,000515
#2	13750,636	0,46385583	13679,442	0,46300064	0,00085519
#3	18748,806	0,63246115	18670,69	0,6319367	0,00052444
#4	21392,099	0,72162843	21361,477	0,72301031	0,00138188
#5	29644,202	1	29545,19	1	0
#6	21652,499	0,73041261	21456,968	0,72624234	0,00417027
#7	18711,432	0,63120039	18465,547	0,62499334	0,00620705
#8	13435,955	0,45324057	13289,121	0,44978966	0,00345091
#9	9656,798	0,32575672	9540,4456	0,32291028	0,00284644

- Tabla 3.18 -

El valor de las distribuciones de corriente para cada ranura, en función de la frecuencia, difiere en orden de milivoltios, 10^{-3} voltios, al incluir el conector coaxial, por lo que se espera que los resultados sean muy similares a los obtenidos en el apartado 3.2.1.1.

2 Parámetro de reflexión $S_{1,1}$

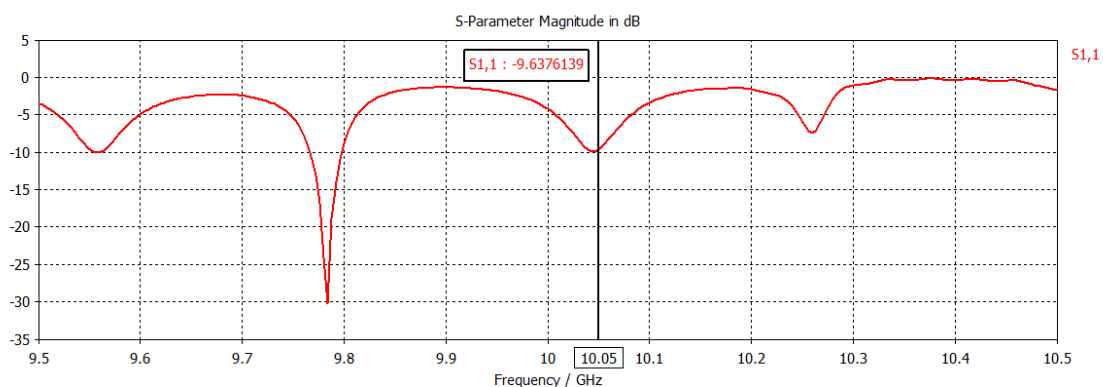


Figura 3.48 - Representación del parámetro de reflexión $S_{1,1}$ según la frecuencia.

Valor del parámetro de reflexión $S_{1,1}$ a 10 GHz: -5 dB.

Valor del parámetro de reflexión $S_{1,1}$ a 10.05 GHz: -9.63 dB.

2. Diagrama de radiación

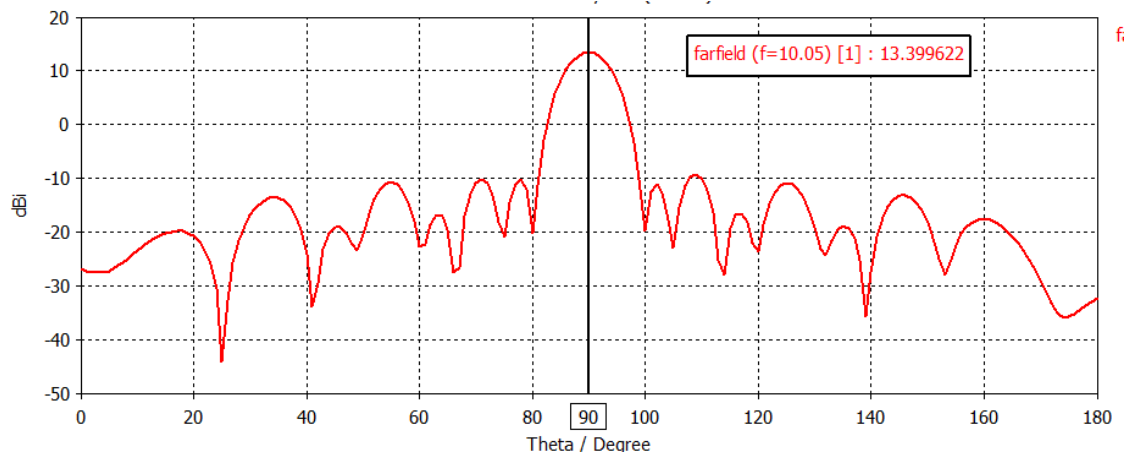


Figura 3.49.1 - Diagrama de radiación obtenido a partir de la simulación para la Groove Gap Waveguide ranurada a 10.05 GHz.

Analizamos la posición de los nulos y las amplitudes de los lóbulos principal y secundarios.

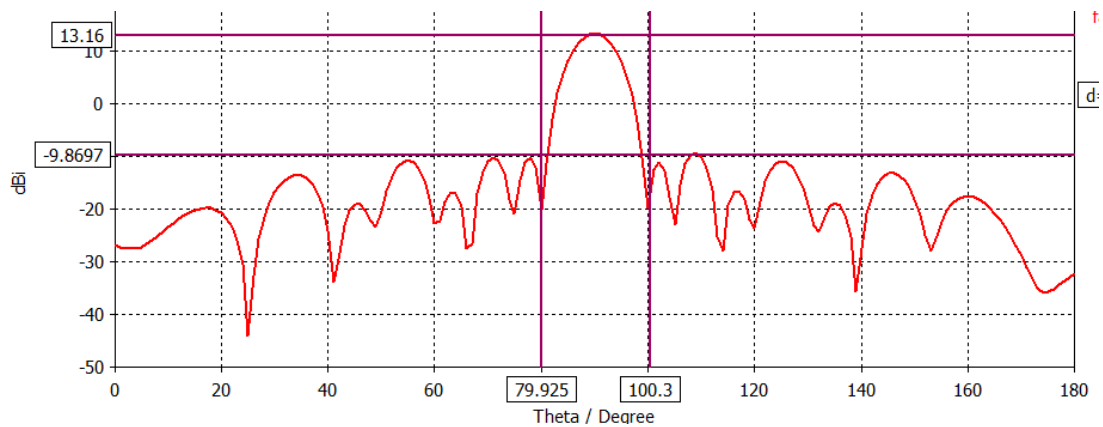


Figura 3.49.2 - Diagrama de radiación, con ejes de referencia mostrando los valores importantes, obtenido a partir de la simulación para la Groove Gap Waveguide.

$$\text{Ancho de haz entre nulos} = 100.3 + 79.925 = 20.373^\circ$$

$$\text{Amplitud lóbulo principal} = 13.16 \text{ dB}$$

$$\text{Amplitud lóbulo secundario} = -9.869 \text{ dB}$$

$$\text{Relación lóbulo principal-secundario (R)} = 13.16 + 9.869 = 23.029 \text{ dB}$$

GROOVE GAP WAVEGUIDE CON CONECTOR COAXIAL	
Ancho de haz entre nulos	20.373°
Relación lóbulo principal-secundario	23.029 dB

- Tabla 3.19 -

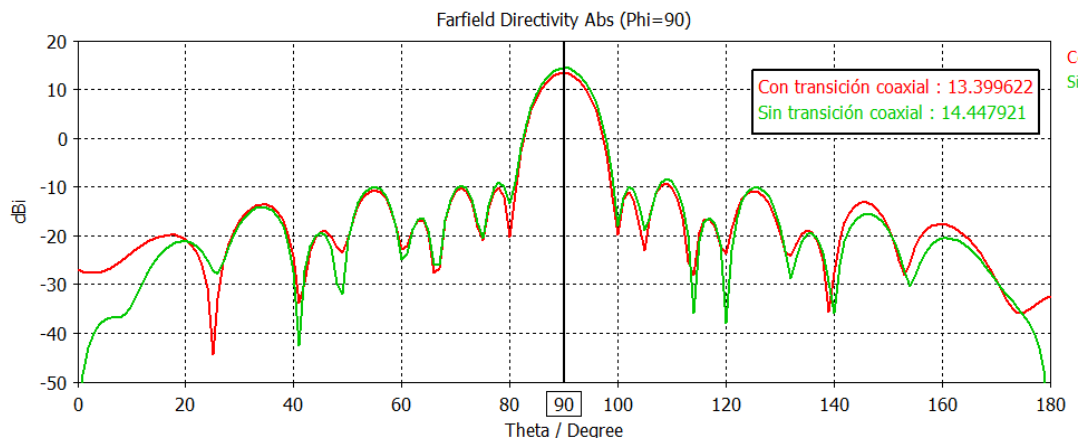


Figura 3.50 - Comparación del diagrama de radiación para la Groove Gap Waveguide con 'bed of nails' de tres filas de pines, con y sin transición coaxial-Groove Gap Waveguide.

En la Figura 3.51 se puede ver el diagrama de radiación resultante en 3D de la Groove Gap Waveguide.

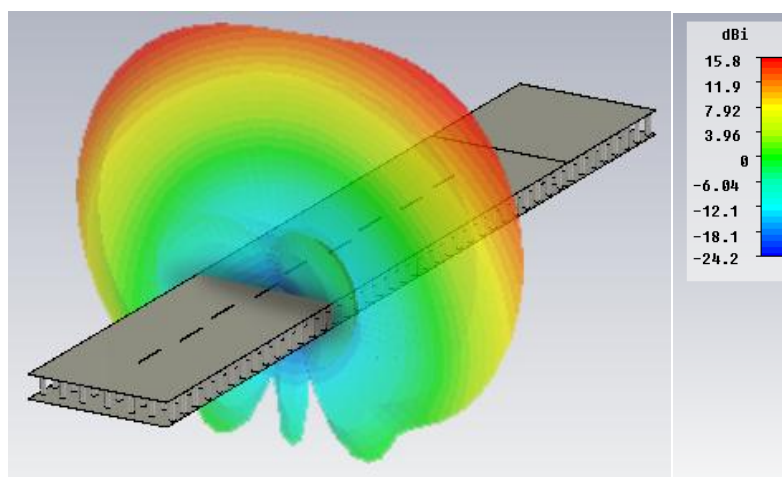


Tabla 3.51 - Diagrama de radiación en 3D obtenido para el diseño completo de la Groove Gap Waveguide con 'bed of nails' de tres filas de pines; con transición coaxial-Groove Gap Waveguide.

3.4 Conclusiones

Esta tecnología es una importante alternativa a las guías de transmisión de ondas actuales, en especial para longitudes de onda de milímetros e inferiores, donde las guías convencionales poseen sus limitaciones. Las Gap Waveguide poseen una geometría simple que permite lograr una fabricación de bajo coste, así como la integración de transiciones a otras tecnologías conocidas con las cuales son completamente compatibles.

Un aspecto importante de esta tecnología es la capacidad de diseñar con unas limitaciones mecánicas menos estrictas, esto es particularmente importante a muy altas frecuencias como en la región de los Terahercios (10^{12} Hercios), así como el poder realizar diseños en 3D, a cualquier frecuencia, con lo que se ahorra espacio.

Se ha podido comprobar que para una banda de frecuencias inferior a 30 GHz, al utilizar la Groove Gap Waveguide se obtiene unas prestaciones muy similares a las obtenidas, a la misma frecuencia, con la guía rectangular convencional. Incluso se llegan a mejorar algunos resultados ya que la onda estacionaria que se genera en la Groove Gap Waveguide tiene una separación entre máximos menor que en el mismo caso para la guía rectangular. Esto hace que para situaciones como en la nuestra, en la que la longitud de onda guiada (λ_g) era casi el doble que la longitud de onda en el espacio libre (λ_o), la relación de lóbulo principal a secundario en el diagrama de radiación, aumente considerablemente.

La estructura periódica para generar la condición de alta impedancia, estará compuesta por dos filas de pines a cada lado de la guía, ya que para un número mayor de filas, las prestaciones de adaptación son muy similares, por el contrario al usar únicamente una fila de pines a cada lado de la guía, la adaptación empeora dando valores de reflexión demasiado elevados a las frecuencias en las que la antena radia.

Por último se diseñó una transición de coaxial a tecnología Groove Gap Waveguide, conocido como conector SMA, el cual se situó en la placa inferior de la guía y a una distancia del cortocircuito de $1/4$ la longitud de onda guiada. Para una longitud del pin del conector de la mitad de la altura de la guía, es decir la mitad del tamaño del pin más el gap, se obtiene una muy buena adaptación a 10 GHz. Pero como en nuestro caso la respuesta se desplazó ligeramente en frecuencia, se varió el tamaño del pin hasta conseguir una mejor adaptación a 10.05 GHz.

Al incluir el conector coaxial en la Groove Gap Waveguide se obtienen unos resultados prácticamente similares, tanto en diagrama de radiación como en adaptación, a los resultados obtenidos tras las simulaciones realizadas con un puerto de entrada ideal.

Capítulo 4

Fabricación

Este apartado se centrará en la fabricación de un prototipo de muy bajo coste de la antena Groove Gap Waveguide, según los parámetros definidos en los puntos anteriores.

Se optará por fabricar una Groove Gap Waveguide cuya estructura periódica '*bed of nails*' esté formada por dos filas de tornillos de las dimensiones indicadas a ambos lados de la ranura, ya que las prestaciones que nos ofrece están dentro del rango de los valores aceptables para que la antena funcione.

Al fabricar esta estructura en un entorno académico nos surgen las siguientes limitaciones que analizaremos a continuación e intentaremos que afecten en la menor manera de lo posible a las prestaciones de nuestro diseño final. (Figura 4.1)

1. Dimensiones de la estructura

Debido a las máquinas que se emplean en la universidad para la fabricación, nuestra antena debe tener un tamaño máximo, más restrictivo longitudinalmente donde el tamaño es mayor, para evitar realizar las piezas en varias partes y que al soldarlas se produzca cualquier tipo de efecto negativo no deseado.

Debido a que la mayoría de los parámetros de nuestra antena son fijos, hay pocas dimensiones susceptibles de ser modificados para reducir el tamaño de la misma.

- Longitudes fijas:

- La longitud del tramo de ranuras: Se impone que las nueve ranuras deben estar separadas una distancia de $\lambda_g/2$ y la primera a una distancia de $\lambda_g/4$ del cortocircuito.

- Distancia entre la transición guía-coaxial y cortocircuito: Para unos valores aceptables de adaptación, el pin que se inserta en la guía para la realizar la transición de coaxial a guía onda debe de estar a una distancia de $\lambda_g/4$ del cortocircuito.

- Longitudes variables:

- Número de pines para formar los cortocircuitos: Los cortocircuitos que confinan la onda estacionaria en los extremos de la guía están formados por filas de pines al igual que el resto de la estructura periódica. Usaremos dos filas de pines ya que es la menor estructura posible para crear la condición de cortocircuito de forma aceptable.

- Distancia entre la transición guía-coaxial y la última ranura: Teóricamente la distancia que existe posterior a la última ranura no afecta a las prestaciones de la antena, por lo que la podríamos reducirla lo máximo posible y colocar la transición guía-coaxial justo a continuación de esa ranura. pero ocurre que para distancias muy pequeñas se produce una gran desadaptación, lo que da lugar a valores de reflexión grandes.

Es necesario entonces optimizar esta distancia e irla aumentando progresivamente hasta conseguir el mínimo valor posible con el que se consigue unos niveles de adaptación adecuados, estos niveles se obtienen con una separación mínima, entre la transición y la última ranura, de cuatro periodos de pin, es decir 32 milímetros.

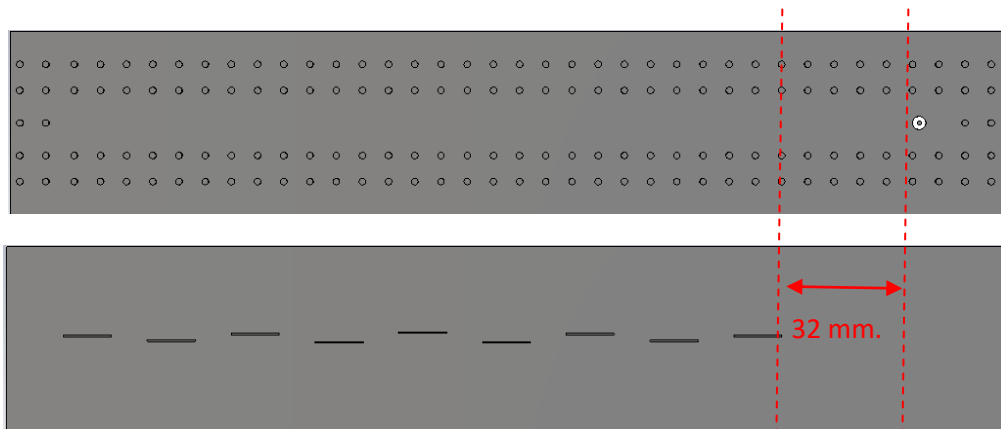


Figura 4.1 - Dimensiones finales de la estructura a fabricar.

2. Fabricación de ranuras.

La anchura de las ranuras, de 0.4 milímetros, es demasiado pequeña para que las máquinas de la universidad las puedan hacer correctamente sobre el metal conductor, por lo que se optará por emplear un metal muy fino, de 0.05 milímetros de espesor que se colocará sobre un sustrato del mismo espesor, de permitividad $\epsilon_r=3$; el sustrato que se usará se denomina Kapton, que es un material flexible, eléctricamente aislante y resistente al calor.(Figura 4.2 y Figura 4.3)

Sobre el metal superior delimitaremos las ranuras, quedando expuesto el Kapton y permitiendo la que la antena radie; debido a este cambio de permitividad eléctrica, que es la constante física que describe cómo un campo eléctrico afecta y es afectado por un medio, se espera que los resultados varíen respecto a los obtenidos mediante simulación.

Medio	Permitividad (ϵ_r)
Aíre	$\epsilon_r = 1$
Kapton	$\epsilon_r = 3$

- Tabla 4.1 -

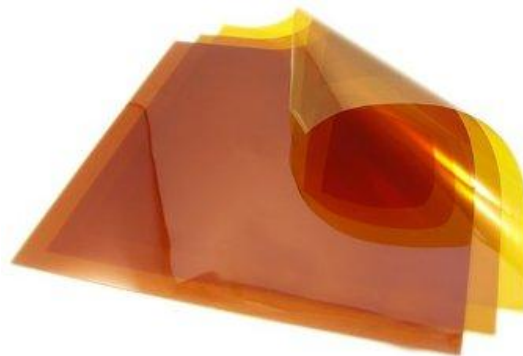


Figura 4.2 - Láminas de Kapton

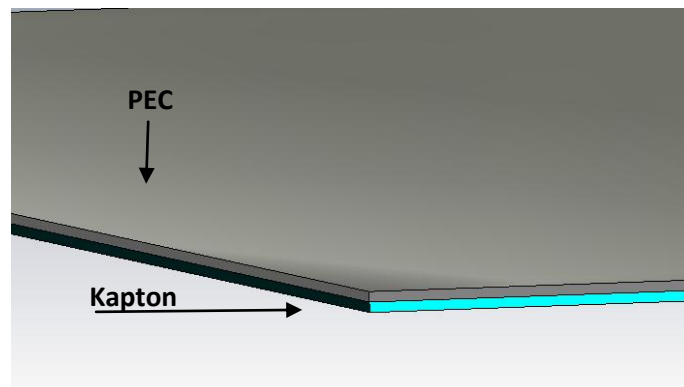


Figura 4.3 Conductor superior de la Groove Gap Waveguide formada por una lámina de conductor eléctrico perfecto (PEC) sobre un sustrato (Kapton)

Al añadir el sustrato, la transición de coaxial a Gap Waveguide produce los siguientes valores de reflexión. (Figura 4.4)

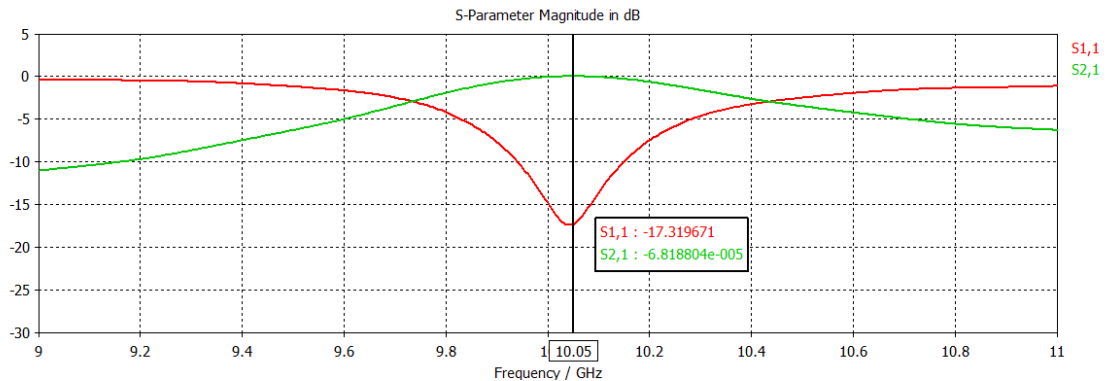


Figura 4.4 - Valores de los parámetros de reflexión ($S_{1,1}$) y transmisión ($S_{2,1}$) en función de la frecuencia.

$S_{1,1}$: Valor de reflexión, a 10.05 GHz de -17.319 dB.
 $S_{2,1}$: Valor de transmisión a 10.05 GHz de $-6.81 \cdot 10^{-5}$ dB.

Según la gráfica de la distribución de corrientes para cada ranura, Figura 4.5, se observa que para nuestra frecuencia de trabajo no nos encontramos en un valor de frecuencia en el que la antena radie, es decir, frecuencias donde las corrientes tomen su valor máximo.

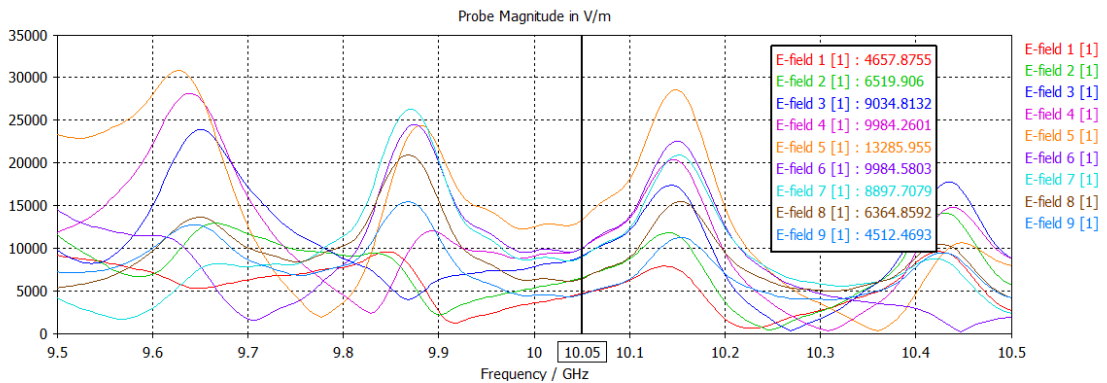


Figura 4.5 - Representación de los valores, en amplitud, de la distribución de corriente de cada ranura a 10.05 GHz.

Se comprobará el valor de la longitud de onda guiada al igual que se hizo para conocer la de la Groove Gap Waveguide en un principio. (Figura 4.6)

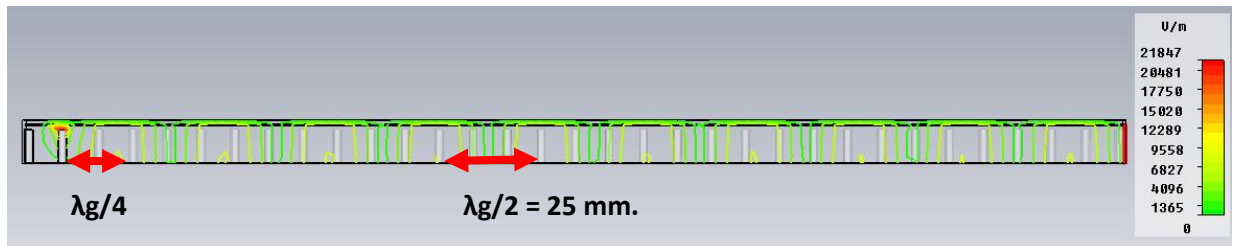


Figura 4.6 - Onda estacionaria en el plano longitudinal y la situación de sus máximos.

La longitud de onda guiada al incluir el sustrato pasa a ser de $\lambda_g = 50$ milímetros, menor que para el caso sin sustrato. Con este valor de λ_g se reajustan las ranuras, manteniendo la misma longitud de la guía, para que la primera esté a $\lambda_g/4$ del cortocircuito y exista una separación entre ellas de $\lambda_g/2$. Con esta nueva distribución de ranuras se obtienen los siguientes resultados.

1 Amplitud de la distribución de corrientes en Voltios/metro, correspondiente a cada ranura.

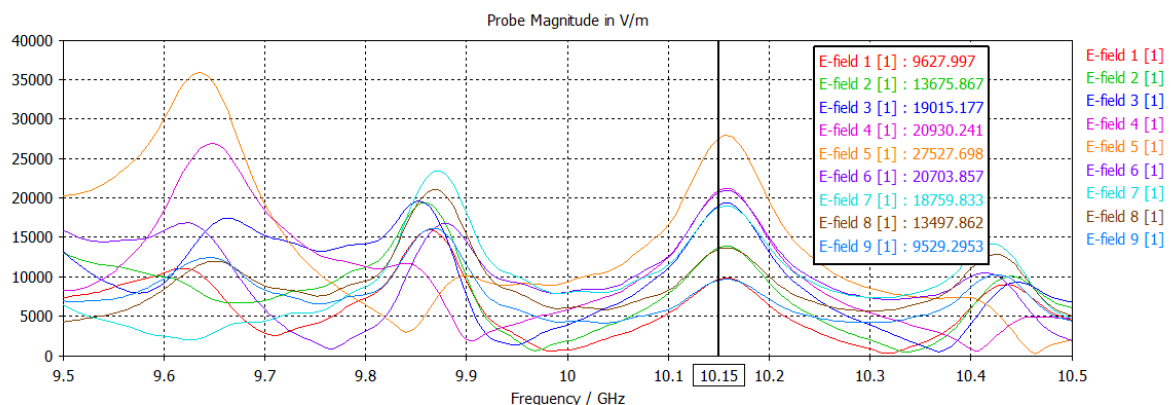


Figura 4.7 - Representación de los valores, en amplitud, de la distribución de corriente de cada ranura a 10.15 GHz.

Ranura	Amplitud (V/m)
#1	9627,997
#2	13675,867
#3	19015,177
#4	20930,241
#5	27527,698
#6	20703,857
#7	18759,833
#8	13497,862
#9	9529,2953

- Tabla 4.2 -

Se puede observar en la Figura 4.7 como la frecuencia de trabajo se ha desplazado hasta los 10.15 GHz por la utilización del sustrato. Para esta frecuencia las ranuras aun se encuentran en fase, ya que este rango se ha desplazado y extendido abarcando desde los 10.1 GHz hasta los 10.25 GHz, como se puede ver en la Figura 4.8.

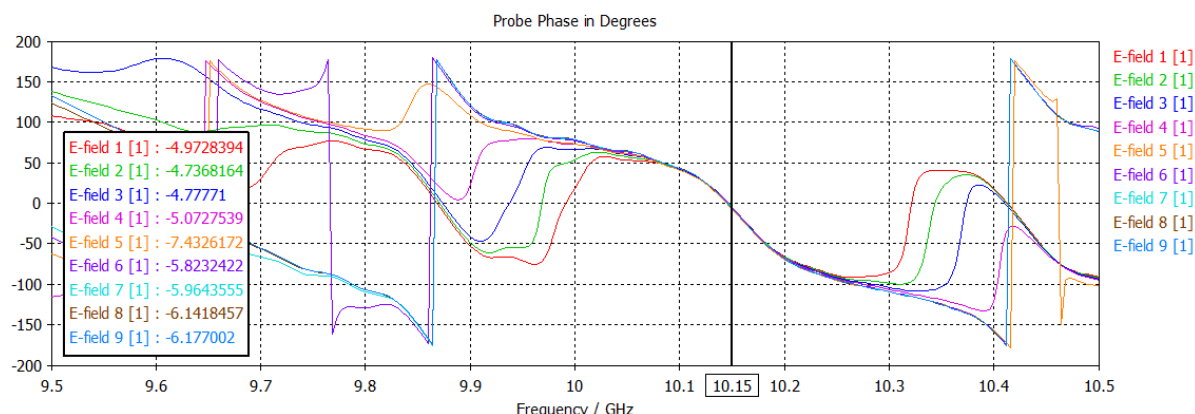


Figura 4.8 - Representación de los valores en fase, de la distribución de corriente de cada ranura a 10.15 GHz.

En la Tabla 4.3 compararemos la distribución de corriente de cada ranura, a 10.15 GHz para la Groove Gap Waveguide con conector sustrato y sin él y la diferencia de sus valores normalizados.

Ranura	SIMULACIÓN CON SUSTRATO		SIMULACIÓN SIN SUSTRATO		Diferencia entre los valores normalizados
	Amplitud (V/m)	Amplitud Normalizada	Amplitud (V/m)	Amplitud Normalizada	
#1	9627,997	0,34975671	9599,7545	0,3259348	0,0238219
#2	13675,867	0,49680387	13704,732	0,46530868	0,03149519
#3	19015,177	0,69076524	18747,523	0,63652359	0,05424165
#4	20930,241	0,76033386	21283,875	0,72263886	0,03769501
#5	27527,698	1	29452,99	1	0
#6	20703,857	0,75211	21459,366	0,7285972	0,0235128
#7	18759,833	0,68148935	18614,322	0,6320011	0,04948825
#8	13497,862	0,49033748	13351,326	0,4533097	0,03702778
#9	9529,2953	0,34617117	9579,0516	0,32523189	0,02093928

- Tabla 4.3 -

2 Parámetro de reflexión $S_{1,1}$

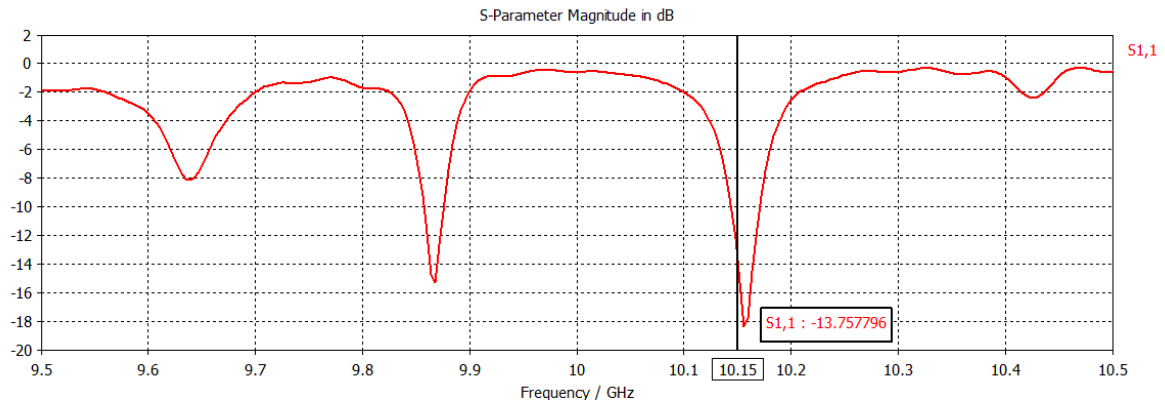


Figura 4.9 - Representación del parámetro de reflexión $S_{1,1}$ según la frecuencia.

Valor del parámetro de reflexión $S_{1,1}$ a 10.15 GHz: -13.757 dB.

3 Diagrama de radiación

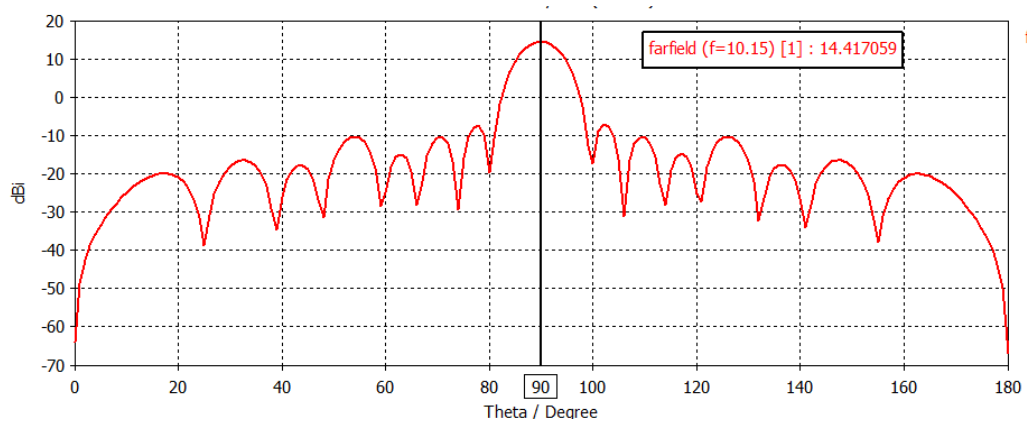


Figura 4.10.1 - Diagrama de radiación obtenido a partir de la simulación para la Groove Gap Waveguide ranurada a 10.15 GHz.

Analizamos la posición de los nulos y las amplitudes de los lóbulos principal y secundarios.

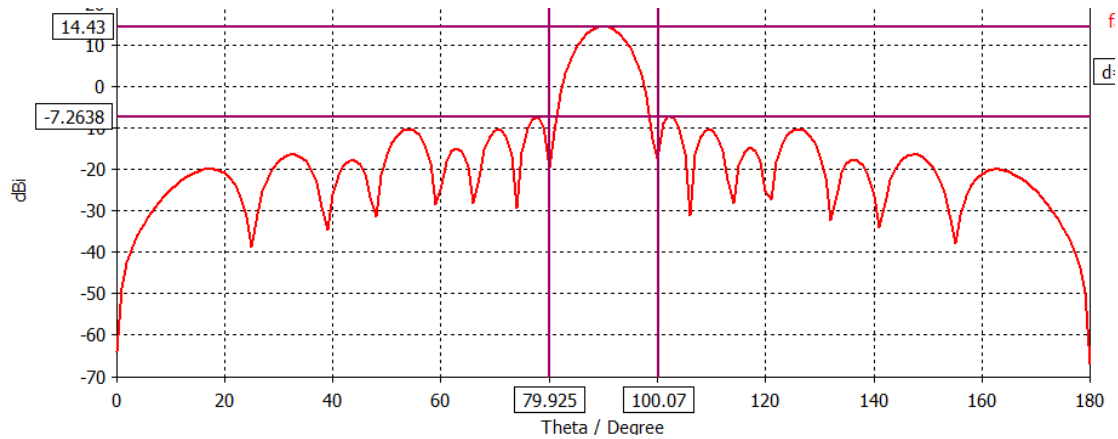


Figura 4.10.2 - Diagrama de radiación, con ejes de referencia mostrando los valores importantes, obtenido a partir de la simulación para la Groove Gap Waveguide con sustrato.

Ancho de haz entre nulos = $100.07 - 79.925 = 20.145^\circ$

Amplitud lóbulo principal = 14.43 dB

Amplitud lóbulo secundario = -7.263 dB

Relación lóbulo principal-secundario (R) = $14.43 - (-7.263) = 21.693$ dB

Aunque no se ha mencionado en los casos anteriores, para el diseño final de la antena a fabricar analizaremos la **polarización cruzada**.

La polarización es la orientación física del elemento en la antena que emite realmente la energía de Radiofrecuencia, que se divide en polarización vertical y horizontal.

Cuando dos antenas no tienen la misma polarización, la condición se llama polarización cruzada. Por ejemplo, si dos antenas tienen ambas polarización lineal, pero una tiene polarización vertical y la otra tiene polarización horizontal, estarían polarizadas en forma cruzada. El término polarización cruzada también se utiliza para describir dos antenas cualesquiera con polarización opuesta.

La polarización cruzada a veces es beneficiosa. Por ejemplo, suponga que las antenas del enlace A están polarizadas en forma cruzada con respecto a las antenas del enlace B, los enlaces A y B son dos enlaces diferentes, que están ubicados cercanos el uno del otro, pero no se pretende que se comuniquen entre sí. En este caso, el hecho de que los enlaces A y B tengan polaridad cruzada es beneficioso porque evitará o reducirá cualquier posible interferencia entre los enlaces. En este caso, para una sola antena, la polarización cruzada

difieren respectivamente más de 60 dBs, lo que hará que se consigan unas buenas prestaciones. (Ver Figura 4.11)

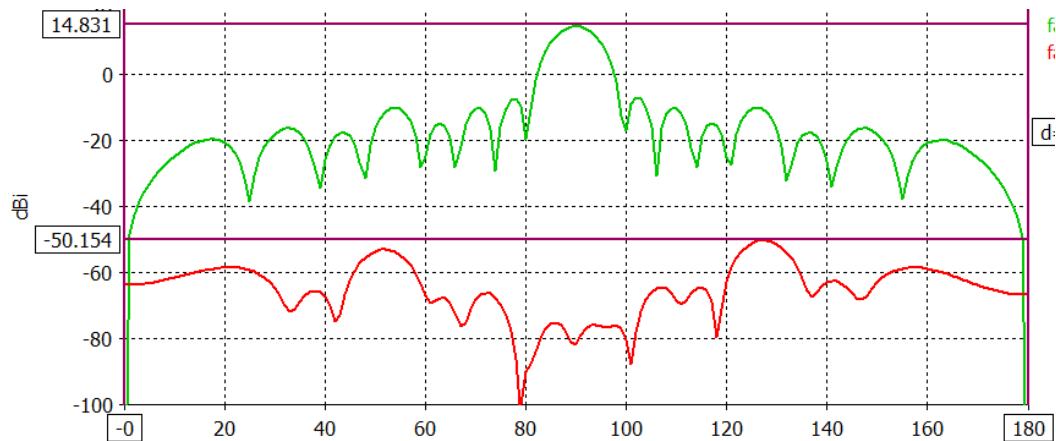


Figura 4.11 - Polarización cruzada de la Groove Gap Waveguide con sustrato

En la siguiente gráfica, Figura 4.12, se compararán los diagramas de radiación para la estructura Groove Gap Waveguide con sustrato, curva verde, y sin la utilización del sustrato, curva roja.

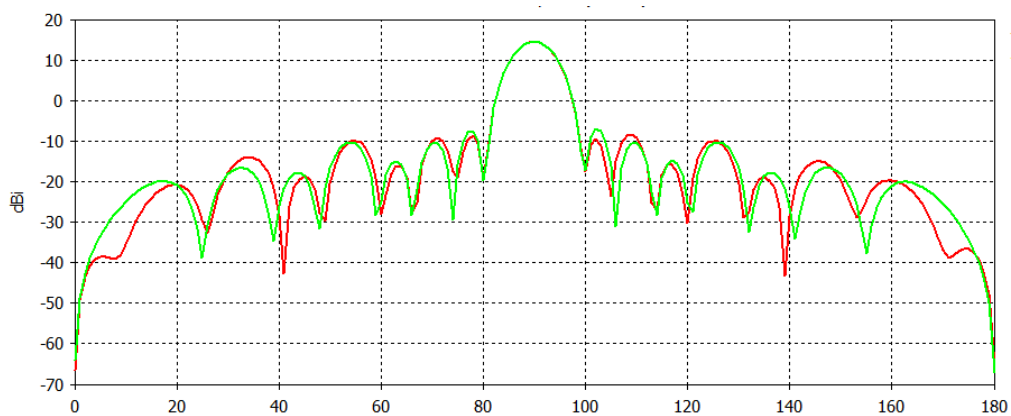


Figura 4.12 - Comparación de los diagramas de radiación para la estructura Groove Gap Waveguide con sustrato (curva verde) y sin la utilización del sustrato (curva roja).

	Groove Gap Waveguide con sustrato	Groove Gap Waveguide sin sustrato
Ancho de haz entre nulos	20.149°	20.149°
Relación lóbulo principal-secundario	21.694 dB	22.866 dB

- Tabla 4.4 -

Al añadir el sustrato con permitividad eléctrica $\epsilon_r=3$ a la Groove Gap Waveguide de dos filas de pines, los resultados se ven desplazados 0.10 GHz en frecuencia, hasta los 10.15 GHz.

La distribución de corriente de las ranuras difiere en pocas decenas de milivoltios de los resultados sin la utilización del Kapton, dando lugar a diagramas de radiación muy similares, variando únicamente la relación lóbulo principal a secundario en poco más de 1 dB.

La fabricación del prototipo no ha sido posible antes de la entrega de esta memoria por diversos motivos ajenos a la planificación de este trabajo, se espera contar con el mismo para el día de la presentación. Debido a la longitud final y a las restricciones de las máquinas de fabricación de la universidad nos vemos obligados a realizar la estructura en dos partes. En las hojas del Anexo 7.2 se incluyen las dimensiones de las dos mitades de la placa conductora inferior y la estructura periódica de pines '*bed of nails*'.

Capítulo 5

Conclusiones y líneas futuras

5.1 Principales conclusiones

La tecnología Gap Waveguide se está desarrollando en los últimos años como alternativa para reemplazar las actuales tecnologías de guiado de onda, en especial a partir de los 30 GHz, que es donde sufren grandes desventajas.

En este proyecto se han analizado las prestaciones de la Groove Gap Waveguide en la banda de frecuencias X, que va desde los 8.2 GHz a los 12.4 GHz, para poder realizar la comparación con la guía de onda rectangular. Para crear la condición de alta impedancia se ha diseñado una estructura periódica para generar un PMC artificial que crea una '*Stop band*' entre 7 y 17 GHz, es decir, impide la propagación de todos los modos que se propaguen a esas frecuencias.

Uno de los aspectos principales que se debe tener en cuenta es que esta estructura periódica, para generar alta impedancia, modifica la onda estacionaria que se genera en el interior de la guía, por lo que es necesario calcular su longitud de onda guiada para reajustar la posición de las ranuras en los máximos de la onda y conseguir unas prestaciones adecuadas. Una vez definida esta estructura se ha buscado el diseño de menor tamaño que cumpliera unas prestaciones mínimas, concluyendo que para una única fila de pines, la adaptación de la antena es insuficiente, por lo que el tamaño mínimo de la '*bed of nails*' debe incluir dos filas.

Uno de los problemas que nos encontramos es que al estar las ranuras separadas una distancia próxima a la longitud de onda en el espacio libre, λ_0 , el rango de frecuencias donde no existe desfase, o existe desfase mínimo, entre ellas es mínimo, por ello el diagrama de radiación es más sensible a posibles desfases.

Al comparar ambas tecnologías se aprecia que la Groove Gap Waveguide es de banda más estrecha, 0.1 GHz, frente a la guía rectangular que es de 0.3 GHz, es decir el rango de frecuencias donde la antena está adaptada y puede radiar es menor. Aunque para estas frecuencias se consigue una relación lóbulo principal a secundario 6 dB mayor que en los resultados obtenidos con la guía rectangular.

También cabe destacar los inconvenientes encontrados en la fabricación de la tecnología por las limitaciones de realizar un prototipo de muy bajo coste en un entorno académico. Debido

al reducido tamaño de las ranuras se tuvo que añadir una capa de sustrato sobre el PEC superior haciendo que se modificara nuevamente la posición de los máximos de la onda estacionaria y desplazando ligeramente la frecuencia a la que la antena está adaptada.

5.2 Líneas futuras de investigación

Uno de los principales objetivos para la Gap Waveguide es tratar de establecer esta tecnología de guiado de onda como la plataforma líder de tecnología para aplicaciones de ondas a la frecuencia de Terahercios, centrándose en el desarrollo de un método de producción en masa para la fabricación de antenas base de guía de ondas Gap Waveguide. Utilizando esta tecnología se pueden desarrollar arrays, filtros, encapsulados y también se abre la posibilidad de desarrollar una solución integrada que incluye antena, filtro, diplexor y otros componentes activos para obtener una interfaz de Radio-Frecuencia completa.

La arquitectura Gap Waveguide puede ser usada como tecnología básica para el diseño de circuitos y encapsulado de los sistemas de antenas para aplicaciones de longitudes de onda milimétricas, tales como por ejemplo:

- Comunicaciones inalámbricas a velocidad de Gigabit.
- Conexiones eléctricas a alta velocidad.
- Sistemas de control de pasajeros en aeropuertos en busca de armas, explosivos, drogas u otro contrabando.
- Aplicaciones de detección de células cancerígenas.
- Aplicaciones de tratamiento de imágenes en odontología.
- Detección de minas terrestres y explosivos enterrados.
- Aplicaciones encargadas de medir el nivel de agua en alimentos para detectar el deterioro de los mismos.
- Control de calidad de los cables aislantes durante su fabricación.

De manera global, la tecnología Gap Waveguide seguirá necesitando grandes esfuerzos en el desarrollo de aspectos básicos.

Analizados los puntos que se han desarrollado en este proyecto, se presentarán a continuación posibles mejoras y líneas de investigación para la tecnología Gap Waveguide:

- Medir las prestaciones del prototipo de Groove Gap Waveguide construido y compararlas con los resultados obtenidos de forma teórica.
- Modificar la estructura de la guía para conseguir ampliar la banda de frecuencias en la que radia nuestra antena.

- Analizar cómo varían los resultados variando la distribución de los pines de la estructura periódica, la posición de ranuras, trabajar a otras bandas de frecuencia más altas, etc.
- Separar los elementos una distancia menor que λ_0 . Esta separación depende de la longitud de onda guiada que a su vez depende de las dimensiones de la sección transversal. Si utilizamos una guía Groove Gap Waveguide cuya anchura de la guía sea menor, a menor de 18 milímetros, se puede conseguir una frecuencia de corte inferior a la actual y que al trabajar a la misma frecuencia de 10 GHz, la longitud de onda guiada sea bastante menor que $2 \cdot \lambda_0$.
- Realizar un divisor en tecnología Gap Waveguide para poder alimentar varias antenas de array de ranura lineal basado en tecnología Groove Gap Waveguide desde un mismo puerto y crear así un plano de ranuras con diagrama de radiación mas directivo, es decir, más estrecho en los planos principales. (ver Figura 5.1).

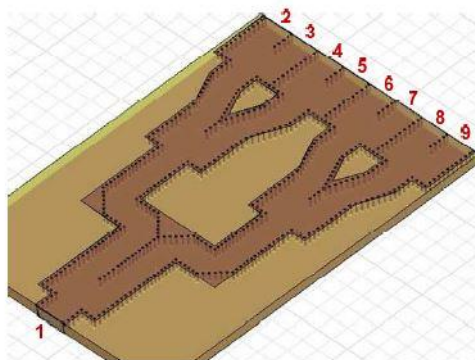


Figura 5.1 - Divisor 1:8 en tecnología Groove Gap Waveguide

Capítulo 6

Presupuesto

En este capítulo se justificarán los costes de realización de este proyecto una vez que se ha finalizado, los cuales se dividirán en:

1. Coste de las horas empleadas.

La duración del proyecto ha sido de unos 7 meses, dedicando un tiempo diario de media jornada, dan un total aproximadamente de 700 horas invertidas, repartidas de la siguiente forma:

ACTIVIDAD	HORAS
Aprendizaje del software de simulación	20
Obtención de documentación	40
Diseño del array sobre guía rectangular	160
Estudio y simulaciones (I)	50
Optimización de parámetros obtenidos	30
Diseño de tecnología Groove Gap Waveguide	150
Estudio y simulaciones (II)	50
Realización de la memoria	200
Total	700

	PRECIO
Coste de las horas empleadas por el alumno	$700 \times 5.5\text{€/h} = 3.850\text{€}$
Coste de las horas empleadas por el tutor del proyecto	$50 \times 50\text{€/h} = 2.500\text{€}$
Total	6.350€

2. Coste de los materiales.

En este apartado únicamente se tendrá en cuenta el coste del diseño y fabricación de la antena Groove Gap Waveguide, ya que la licencia de uso para el software de simulación 3D CST Microwave Studio nos lo ha proporcionado la universidad y el equipo de mesa no se ha adquirido expresamente para la realización de proyecto.

MATERIAL	PRECIO
Fabricación de la Groove Gap Waveguide	150€

Por tanto el presupuesto total resultante quedará de la siguiente forma.

	PRECIO
Coste de las horas empleadas	6.350€
Material	150€
Coste total TFG	6.500€

Capítulo 7

ANEXOS

7.1 Polinomios de Chebyshev

Los Polinomios de Chebyshev son un caso particular de los Sistemas Ortogonales, conforman un Sistema Ortogonal en el intervalo $x \in [-1, 1]$, sobre los cuales se pueden desarrollar Series de Fourier.

Una propiedad relevante de los Polinomios Chebyshev es que tienen una mejor aproximación a un segmento de recta dado, en el sentido que el valor absoluto de sus extremos (máximos y mínimos) son menores o iguales a los de cualquier otro polinomio con el mismo primer coeficiente $a_n = 2 \cdot n - 1$.

7.1.1 Definición

Una forma de expresar los polinomios de Chebyshev es a partir de la fórmula de De Moivre:

$$(e^{j\theta})^n = e^{jn\theta} \quad (7.1)$$

$$(\cos\theta + i \sin\theta)^n = \cos(n\theta) + i \sin(n\theta) \quad (7.2)$$

Usando los siguientes cambios de variable

$C_{n,k}$: número combinatorio de n elementos tomados de k

c : $\cos \theta$

s : $\sin \theta$

Se obtiene de la fórmula de Moivre: (7.3)

$$\cos n\theta = C_{n,0}c^n - C_{n,2}c^{n-2}s^2 + C_{n,4}c^{n-4}s^4 - \dots$$

$$\sin n\theta = C_{n,1}c^{n-1}s - C_{n,3}c^{n-3}s^3 + C_{n,5}c^{n-5}s^5 - \dots$$

$$\sin(n+1)\theta = C_{n+1,1}c^n - C_{n+1,3}c^{n-2}s^2 + C_{n+1,5}c^{n-4}s^4 - \dots$$

$$\frac{\sin(n+1)\theta}{\sin\theta} = C_{n+1,1}c^n - C_{n+1,3}c^{n-2}s^2 + C_{n+1,5}c^{n-4}s^4 - \dots$$

Realizando el cambio de variable (7.4)

$$x = \cos \theta$$

$$\theta = \text{Arcocoseno } x \text{ (Determinación principal)}$$

Resultando los polinomios de Chebyshev $T_n(x)$ y $V_n(x)$, siendo:

$$T_n(x) = \cos(n\theta) = \cos(n \arccos x) = C_{n,0}x^n - C_{n,2}(1-x)^2 + C_{n,4}(1-x^2)^2 - \dots \quad (7.5)$$

$$V_n(x) = \frac{\sin(n+1)\theta}{\sin \theta} = C_{n+1,1}x^n - C_{n+1,3}x^{n-2}(1-x)^2 + \dots \quad (7.6)$$

7.1.2 Expresión de los primeros polinomios de Chebyshev

$$T_0(x) = 1 \quad (7.7)$$

$$T_1(x) = x$$

$$T_2(x) = 2x^2 - 1$$

$$T_3(x) = 4x^3 - 3x$$

$$T_4(x) = 8x^4 - 8x^2 + 1$$

$$T_5(x) = 16x^5 - 20x^3 + 5x$$

$$T_6(x) = 32x^6 - 48x^4 + 18x^2 - 1$$

$$T_7(x) = 64x^7 - 112x^5 + 56x^3 - 7x$$

$$T_8(x) = 128x^8 - 256x^6 + 160x^4 - 32x^2 + 1$$

$$T_9(x) = 256x^9 - 576x^7 + 432x^5 - 120x^3 + 9x$$

$$T_{10}(x) = 512x^{10} - 1280x^8 + 1120x^6 - 400x^4 + 50x^2 - 1$$

...

Cualquier polinomio de Chebyshev de n orden se puede obtener mediante la siguiente expresión recursiva.

$$T_n(x) = 2x \cdot T_{n-1}(x) - T_{n-2}(x) \quad (7.8)$$

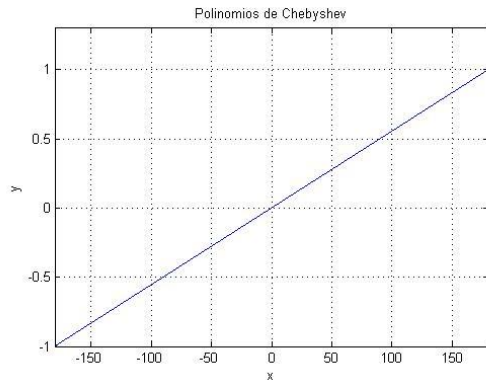
Estos satisfacen la relación.

$$T_n(\cosh(\gamma)) = \cosh(N \cdot \gamma) \quad (7.9)$$

Válido para gamma real y complejo.

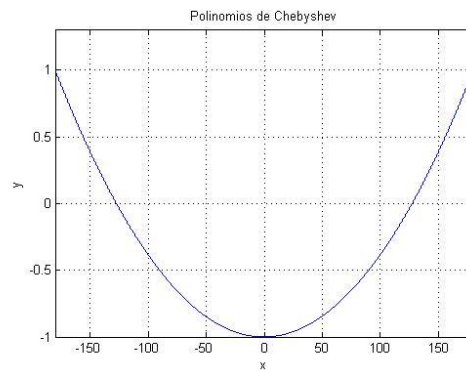
7.1.3 Representación gráfica de algunos polinomios de Chebyshev

$T_1(x)$



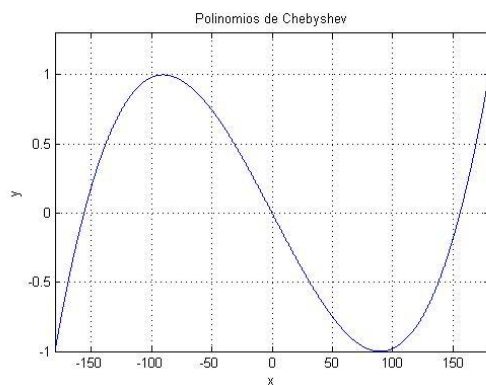
- Figura 7.1 -

$T_2(x)$



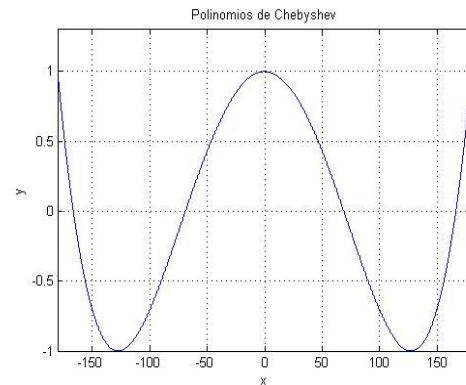
- Figura 7.2 -

$T_3(x)$



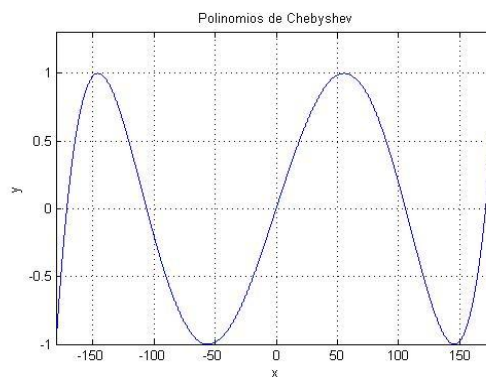
- Figura 7.3 -

$T_4(x)$



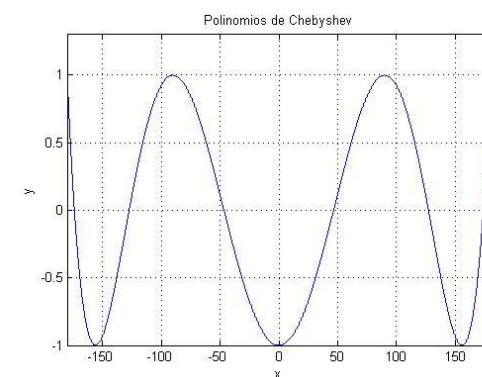
- Figura 7.4 -

$T_5(x)$



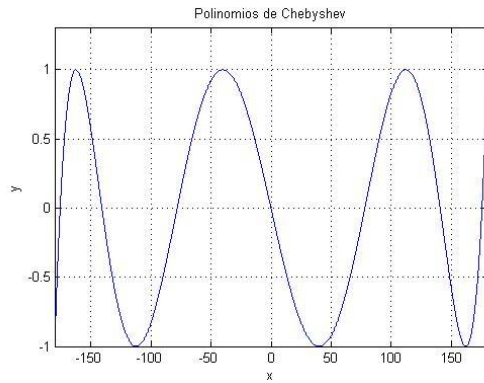
- Figura 7.5 -

$T_6(x)$



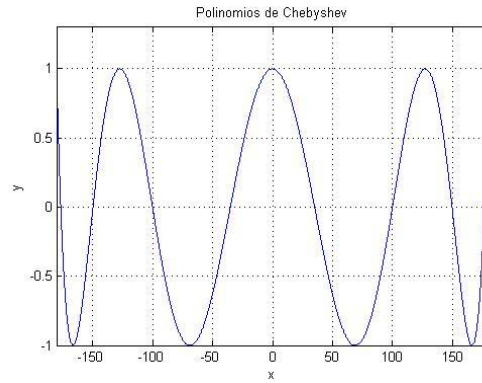
- Figura 7.6 -

$T_7(x)$



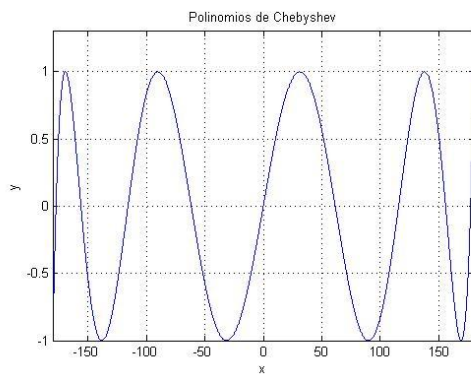
- Figura 7.7 -

$T_8(x)$



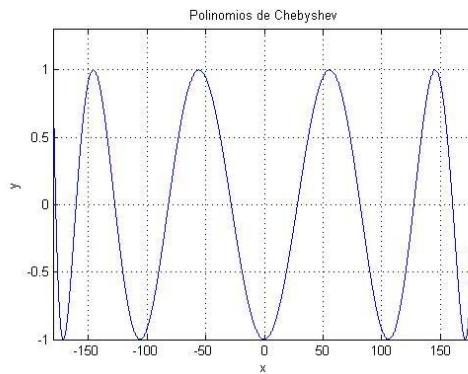
- Figura 7.8 -

$T_9(x)$



- Figura 7.9 -

$T_{10}(x)$



- Figura 7.10 -

7.1.4 Los polinomios de Chebyshev como proyección sobre un cilindro.

Los polinomios de Chebyshev $T_n(x)$ en el intervalo $x \in [-1, 1]$ es la proyección de una cosinusoide desarrollada sobre un cilindro de revolución, sobre un plano axial. Estas proyecciones son un caso particular de las curvas de Lissajous.

Se representa en la Figura 7.11 el polinomio $T_5(x) = \cos(5 \cdot \cos^{-1}(x))$ como proyección de cosinusoide desarrollada sobre una superficie cilíndrica de radio 1.

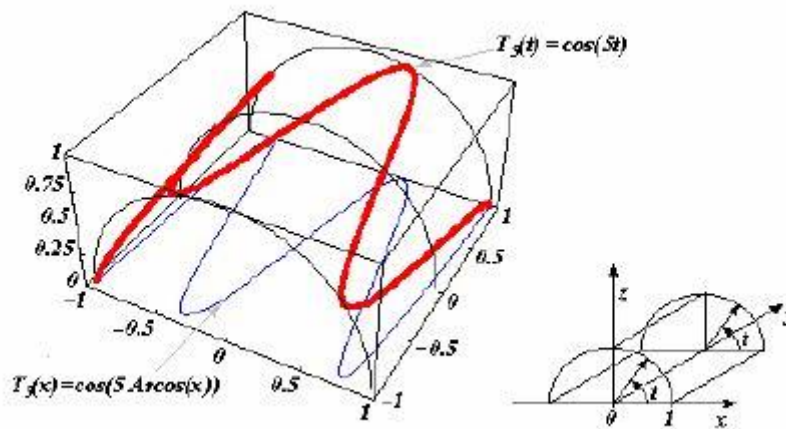


Figura 7.11- Proyección cosinusoide del polinomio de Chebyshev de grado 5

Valores de coseno(5·t)

t	0	$\pi/10$	$2\pi/10$	$3\pi/10$	$4\pi/10$	$5\pi/10$	$6\pi/10$	$7\pi/10$	$8\pi/10$	$9\pi/10$	π
Cos(5·t)	1	0	-1	0	1	0	-1	0	1	0	-1

- Tabla 7.1 -

Del mismo modo se representa en la Figura 7.12 el polinomio $T_{12}(x) = \cos(12 \cdot \cos^{-1}(x))$ con una cosinusoide desarrollada sobre una superficie cilíndrica de radio 1.

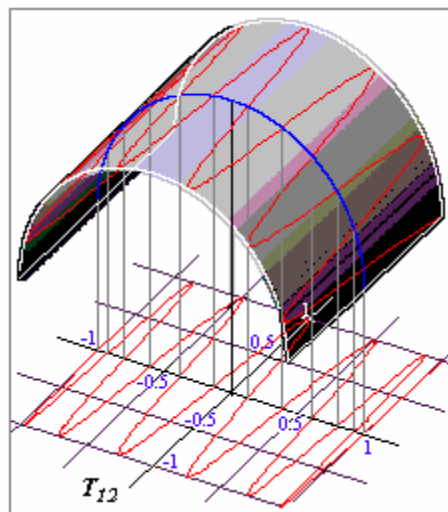


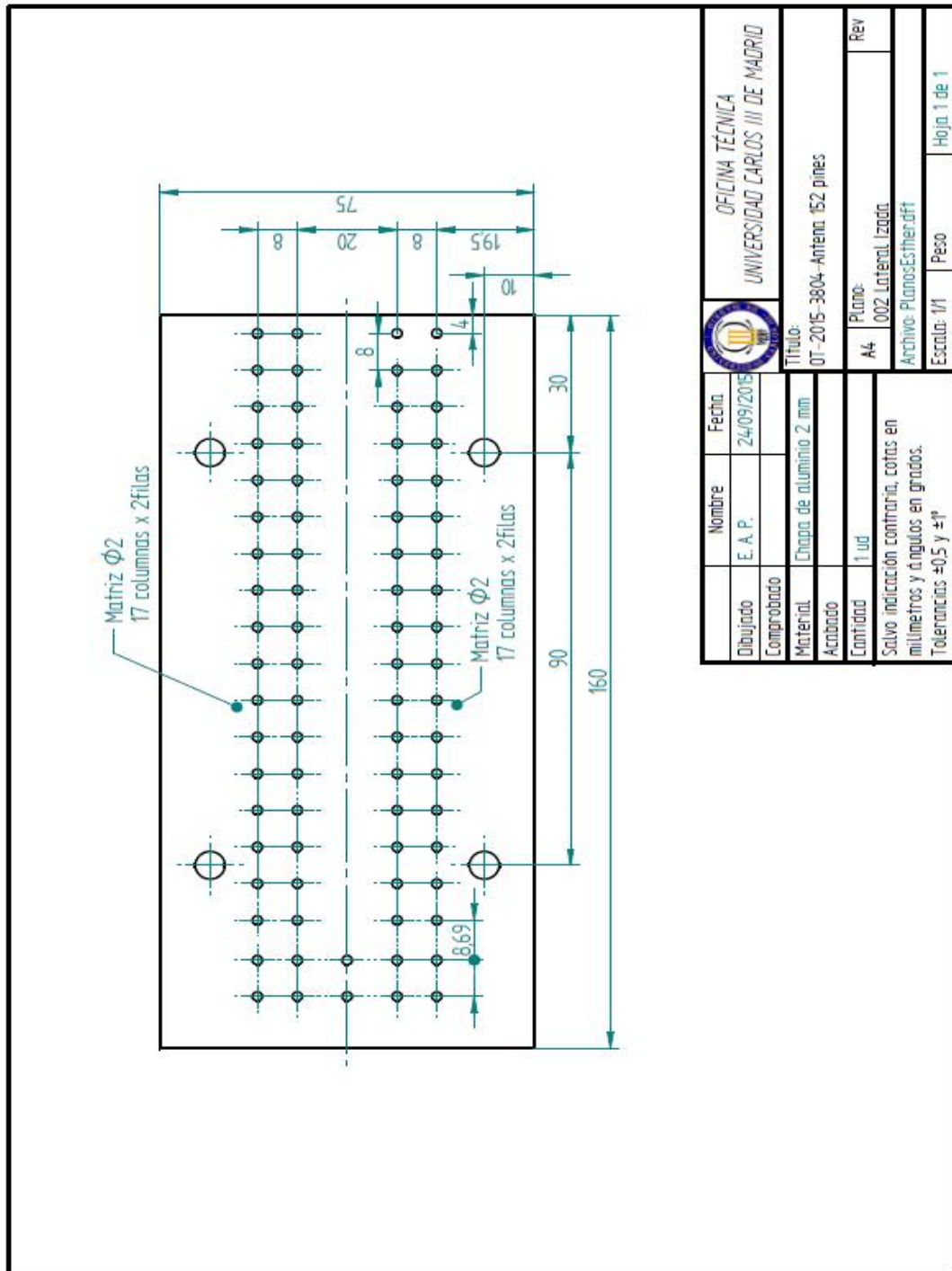
Figura 7.12 - Proyección cosinusoide del polinomio de Chebyshev de grado 12

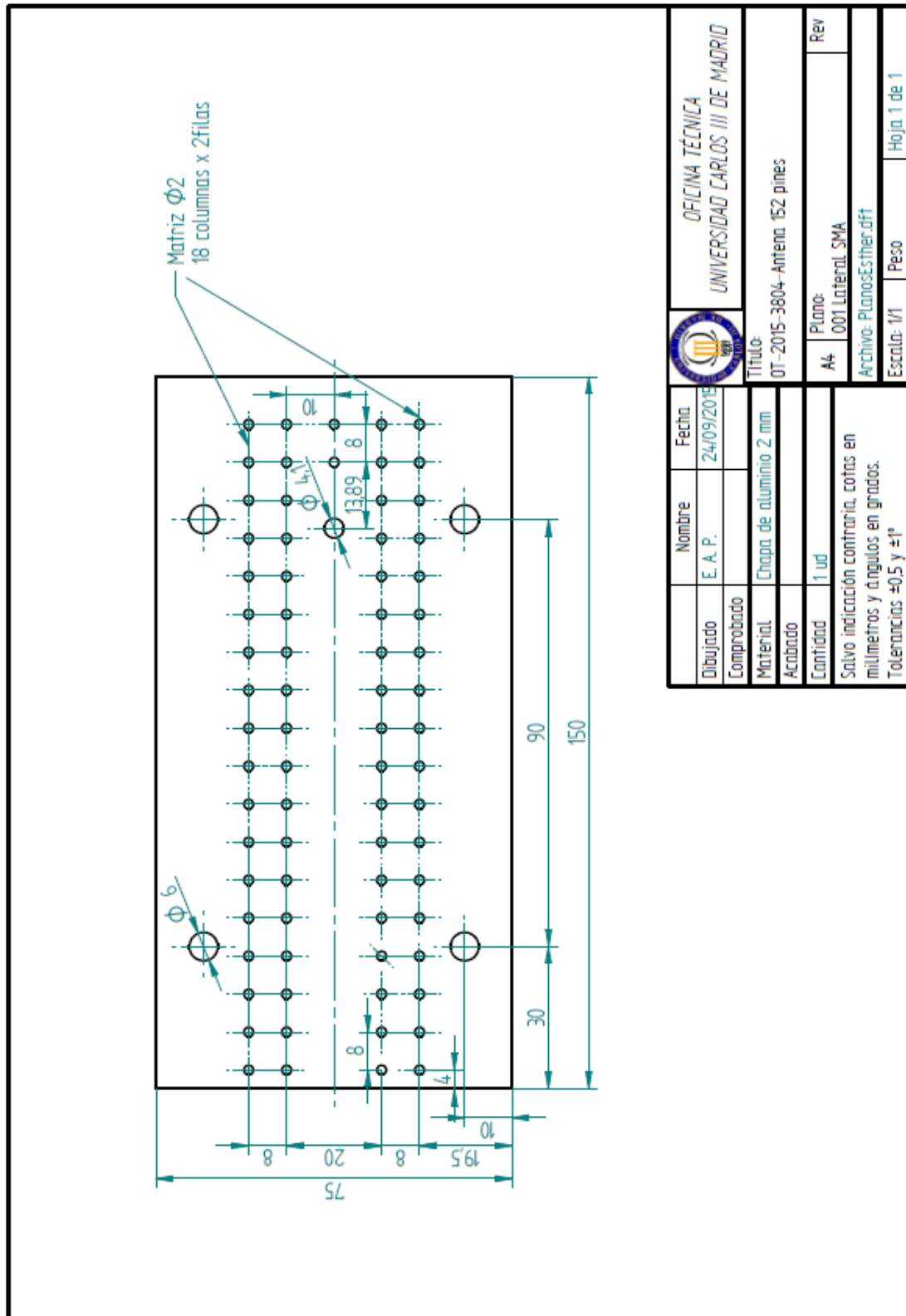
Valores de coseno (12·t)

t	0	$\pi/24$	$2\pi/24$	$3\pi/24$	$4\pi/24$	$5\pi/24$	$6\pi/24$	$7\pi/24$	$8\pi/24$	$9\pi/24$	$10\pi/24$	$11\pi/24$	$12\pi/24$
Cos(12·t)	1	0	-1	0	1	0	-1	0	1	0	-1	0	1

- Tabla 7.2 -

7.2 Dimensiones de la estructura periódica 'bed of nails' del prototipo





7.3 Índice de Tablas

Tabla 2.1	Parámetros iniciales de la guía onda rectangular ranurada.
Tabla 2.2	Distribución de corriente asociada a cada ranura de la guía onda rectangular ranurada.
Tabla 2.3	Distribución de corriente y conductancia asociada a cada ranura de la guía onda rectangular ranurada.
Tabla 2.4	Distribución de corriente, conductancia y distancia al eje de la guía de cada ranura de la guía onda rectangular ranurada.
Tabla 2.5	Comparación entre los valores teóricos y simulados del ancho de haz entre nulos y la relación de lóbulo principal-secundario para la guía onda rectangular ranurada a 10 GHz.
Tabla 2.6	Valores de la amplitud de la intensidad de corriente de cada ranura, en Voltios/metro, para la guía onda rectangular ranurada.
Tabla 2.7	Comparación entre los valores teóricos y simulados de la amplitud de la intensidad de corriente de cada ranura, en unidades de Voltios/metro y normalizados, y la diferencia de los valores normalizados teóricos-simulados para la guía onda rectangular ranurada a 10.05 GHz.
Tabla 2.8	Valores de la amplitud de la intensidad de corriente de cada ranura, en Voltios/metro, para la guía onda rectangular ranurada a 10.05 GHz.
Tabla 2.9	Comparación entre los valores teóricos y simulados de la amplitud de la intensidad de corriente de cada ranura, en unidades de Voltios/metro y normalizados, y la diferencia de los valores normalizados teóricos-simulados para la guía onda rectangular ranurada a 10.05 GHz.
Tabla 2.10	Comparación entre los valores teóricos y simulados del ancho de haz entre nulos y la relación de lóbulo principal-secundario para la guía onda rectangular ranurada.
Tabla 2.11	Valores de la amplitud de la intensidad de corriente de cada ranura, en Voltios/metro, para la guía onda rectangular ranurada a 10.05 GHz.
Tabla 2.12	Comparación entre los valores teóricos y simulados de la amplitud de la intensidad de corriente de cada ranura, en unidades de Voltios/metro y normalizados, y la diferencia de los valores normalizados teóricos-simulados para la guía onda rectangular ranurada a 10.05 GHz.

Tabla 2.13	Comparación entre los valores teóricos y simulados del ancho de haz entre nulos y la relación de lóbulo principal-secundario para la guía onda rectangular ranurada.
Tabla 2.14	Valores de la amplitud de la intensidad de corriente de cada ranura, en Voltios/metro, para la guía onda rectangular ranurada a 10.05 GHz.
Tabla 2.15	Comparación entre los valores teóricos y simulados de la amplitud de la intensidad de corriente de cada ranura, en unidades de Voltios/metro y normalizados, y la diferencia de los valores normalizados teóricos-simulados para la guía onda rectangular ranurada a 10.05 GHz.
Tabla 2.16	Comparación entre los valores teóricos y simulados del ancho de haz entre nulos y la relación de lóbulo principal-secundario para la guía onda rectangular ranurada.
Tabla 3.1	Dimensiones del pin de la estructura periódica ' <i>bed of nails</i> ' de la Groove Gap Waveguide.
Tabla 3.2	Dimensiones finales del pin de la estructura periódica ' <i>bed of nails</i> ' de la Groove Gap Waveguide.
Tabla 3.3	Dimensiones y parámetros de la estructura de la Groove Gap Waveguide.
Tabla 3.4	Comparación del parámetro S _{1,1} entre la guía onda rectangular y la Groove Gap Waveguide a 10 GHz.
Tabla 3.5	Valores del haz principal y la relación del lóbulo principal-secundario de la guía onda rectangular y la Groove Gap Waveguide.
Tabla 3.6	Valores de la amplitud de la intensidad de corriente de cada ranura, en Voltios/metro, para la Groove Gap Waveguide a 10.05 GHz, con una ' <i>bed of nails</i> ' de tres filas de pines.
Tabla 3.7	Valores simulados de la amplitud de la intensidad de corriente de cada ranura, en unidades de Voltios/metro y normalizados, para la guía onda rectangular y la Groove Gap Waveguide y la diferencia entre los valores normalizados de ambas tecnologías.
Tabla 3.8	Valores del haz principal y la relación del lóbulo principal-secundario de la guía onda rectangular y la Groove Gap Waveguide.

Tabla 3.9	Valores de la amplitud de la intensidad de corriente de cada ranura, en Voltios/metro, para la Groove Gap Waveguide a 10.05 GHz, con una ' <i>bed of nails</i> ' de dos filas de pines.
Tabla 3.10	Valores simulados de la amplitud de intensidad de corriente de cada ranura, en unidades de Voltios/metro y normalizados, para la guía onda rectangular y la Groove Gap Waveguide y la diferencia entre los valores normalizados de ambas tecnologías.
Tabla 3.11	Valores del haz principal y la relación del lóbulo principal-secundario de la guía onda rectangular y la Groove Gap Waveguide.
Tabla 3.12	Valores de la amplitud de la intensidad de corriente de cada ranura, en Voltios/metro, para la Groove Gap Waveguide a 10.05 GHz, con una ' <i>bed of nails</i> ' de una fila de pines.
Tabla 3.13	Valores simulados de la amplitud de intensidad de corriente de cada ranura, en unidades de Voltios/metro y normalizados, para la guía onda rectangular y la Groove Gap Waveguide y la diferencia entre los valores normalizados de ambas tecnologías.
Tabla 3.14	Valores del haz principal y la relación del lóbulo principal-secundario de la guía onda rectangular y la Groove Gap Waveguide.
Tabla 3.15	Valores del ancho de haz principal, la relación lóbulo principal a secundario y el parámetro S _{1,1} para la Groove Gap Waveguide con una estructura periódica ' <i>bed of nails</i> ' con una, dos y tres filas de pines.
Tabla 3.16	Valores del ancho de haz principal, relación lóbulo principal a secundario y parámetro S _{1,1} de la de la guía rectangular y de la Groove Gap Waveguide con una estructura periódica ' <i>bed of nails</i> ' de dos filas de pines.
Tabla 3.17	Valores de la amplitud de la intensidad de corriente de cada ranura, en Voltios/metro, para la Groove Gap Waveguide, con una ' <i>bed of nails</i> ' de tres filas de pines y conector coaxial, a 10.05 GHz
Tabla 3.18	Valores simulados de la amplitud de cada ranura, en unidades de Voltios/metro y normalizados, para la Groove Gap Waveguide con y sin conector coaxial y la diferencia entre los valores normalizados en ambos casos.
Tabla 3.19	Valores del haz principal y la relación del lóbulo principal-secundario para la Groove Gap Waveguide con conector coaxial.
Tabla 4.1	Valores de la permitividad eléctrica en el aire y en el Kapton.

Tabla 4.2	Valores de la amplitud de la intensidad de corriente de cada ranura, en Voltios/metro, para la Groove Gap Waveguide con sustrato y con una ' <i>bed of nails</i> ' de dos filas de pines y conector coaxial, a 10.05 GHz.
Tabla 4.3	Valores simulados de la amplitud de la intensidad de corriente de cada ranura, en unidades de Voltios/metro y normalizados, para la Groove Gap Waveguide con y sin sustrato y la diferencia entre los valores normalizados en ambos casos.
Tabla 4.4	Valores del haz principal y la relación del lóbulo principal a secundario para la Groove Gap Waveguide con y sin sustrato.
Tabla 7.1	Valores del coseno de $(5 \cdot t)$ para valores de t entre 0 y π .
Tabla 7.2	Valores del coseno de $(12 \cdot t)$ para valores de t entre 0 y π .

Bibliografía

- [1] J. Sacerdotti, *Notas sobre polinomios y funciones de Chebyshev*. Buenos Aires: Universidad de Buenos Aires, Departamento de Matemática, Facultad de ingeniería, 2002.
- [2] M. A. Acevedo-Mosqueda, R. Castañeda-Castillo, P. Oleksiy. "Diseño de antenas de ranura resonante para su aplicación en redes WiFi", *Científica*, vol. 13, nº. 1, pp. 45-52, Instituto Politécnico Nacional, México, enero-marzo, 2009.
- [3] S. Martínez Giner. *Arrays de ranuras en tecnología Gap Waveguide*. Trabajo fin de grado. Valencia: Universidad Politécnica de Valencia. 2013.
- [4] D. V. Navarro Méndez. *Nuevos sistemas radiantes realizados con tecnologías impresas*. Tesis. Valencia: Universidad Politécnica de Valencia. 2015.
- [5] S. Rahiminejada, A. U. Zamanb, E. Puccib, H. Razab, V. Vassileva, S. Haaslc, P. Lundgrena, P.-S Kildalb, P. Enokssona. "Design of Micromachined Ridge Gap Waveguides for Millimeter-Wave Applications", *Procedia Engineering*, nº. 25, pp. 519-522, 2011.
- [6] B. Rahali, M. Feham. "Design of Ku-Band Substrate Integrated Waveguide Phase Shifter", *International Journal of Information and Electronics Engineering*", vol. 4, nº. 3, pp. 225-229, Mayo 2014.
- [7] S. Sánchez Sánchez, *Diseño de array lineal de ranuras con doble polarización dual alimentado mediante guía en sustrato*. Trabajo fin de grado. Universidad Autónoma de Madrid, Escuela politécnica superior. Junio 2015.
- [8] P. Kildal, A. Zaman, E. Rajo-Iglesias. "Design and experimental verification of ridge gap waveguides in bed of nails for parallel plate mode suppression", *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 5, nº.3, pp. 262-270, 2011.
- [9] P. Simon Kildal; E. Alfonso Alos; A. Valero-Nogueira; E. Rajo Iglesias. "Local Metamaterial-Based Waveguides in Gaps Between Parallel Metal Plates", *IEEE Antennas and Wireless propagation letters*, vol 8, pp. 84-87. 2009.
- [10] R. C. Johnson. "Slot-Antenna Arrays", en *Antenna Engineering Handbook*. United State of America: McGraw-Hill Inc., 1993, pp 240-280.
- [11] A.Uz Zaman, P. Simon Kidal, A. Kishk. "Narrow-Band Microwave Filter Using High-Q Groove Gap Waveguide Resonators With Manufacturing Flexibility and No Sidewalls", *IEEE Transactions on components, packaging and manufacturing technology*. vol 2, nº. 11. Noviembre 2012.

- [12] E. Alfonso Alos, A. Uz Zaman, P. Simon Kidal. "Ka-Band Gap Waveguide Coupled-ResonatorFilter for Radio Link Diplexer Application", *IEEE Transactions on components, packaging and manufacturing technology*, vol 3, nº 5, pp. 870-877, Mayo. 2013.
- [13] D. K. Cheng. "Guías de onda y cavidades resonantes", en *Fundamentos de electromagnetismo para ingeniería*. Versión en español de la obra *Fundamentals of Engineering Electromagnetics*, 1st ed. México: Pearson Educación, 1998, pp. 386-423.
- [14] E. Rajo Iglesias y L. Inclán Sánchez, *Apuntes de Propagación Inalámbrica*. Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones.
- [15] CST Microwave Studio Computer Simulation Technologies, 2011 [Online]. Disponible en: <http://www.cst.com>
- [16] A. Algaba Brazález, A. Uz Zaman, P. Simon Kildal. *Gap Waveguide Transitions*. Gap Waveguide Workshop. Gothenburg, Suecia. Noviembre 2013.
- [17] J. A. Pereda. *Guías de onda y líneas de transmisión*. Departamento de Ingeniería de Comunicaciones, Universidad de Cantabria [Online]. Disponible en: http://personales.unican.es/peredaj/pdf_Apuntes_MTG/Presentacion-Guias-de-Onda.pdf
- [18] J. Saa-Seoane. *Numerical Simulation of Wave Phenomena on Heterogeneous materials*. Aerospace Computational Design Laboratory. Department of Aeronautics & Astronautics. Massachusetts Institute of Technology. [Online]. Disponible en: <http://web.mit.edu/jsaa/www/research.html>
- [19] J. I. Herranz Herruzo, M. Ferrando Rocher, A. Valero Nogueira, S. Martínez Giner, A. Vila Jiménez. *Array de guías ranuradas con polarización circular conmutable para aplicaciones SATCOM en movimiento en banda Ka*. Instituto de Telecomunicaciones y Aplicaciones Multimedia, Universidad Politécnica de Valencia.
- [20] M. Ferrando, A. Valero. *Antenas*. Departamento de Comunicaciones. Universidad Politécnica de Valencia.
- [21] A. Uz Zaman, P. Simon Kildal. "Wide-Band Slot Antenna Arrays With Single-Layer Corporate-Feed Network in Ridge Gap Waveguide Technology", *IEEE Transactions Antennas and Propagation*, vol. 62, nº. 6, pp. 2992-3001, Junio 2014.
- [22] E Rajo Iglesias, A. Uz Zaman, P. Simon Kildal. "Parallel Plate Cavity Mode Suppression in Microstrip Circuit Packages Using a Lid of Nails", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, , vol. 20, nº. 1, pp. 31-33, Enero 2010.
- [23] D. K. Cheng. "Antenas y sistemas de antenas", en *Fundamentos de electromagnetismo para ingeniería*. Versión en español de la obra *Fundamentals of Engineering Electromagnetics*, 1st ed. México: Pearson Educación, 1998, pp. 426-460.